Olivier PILLOUD

le Radio-Amateur

PRÉPARATION A L'EXAMEN TECHNIQUE
MANUEL DE RÉFÉRENCE

ÉDITIONS TECHNIP

Olivier PILLOUD (HB9CEM)
Ingénieur Électronicien ETS
de l'École d'Ingénieurs de Genève

le Radio-Amateur

PRÉPARATION A L'EXAMEN TECHNIQUE
MANUEL DE RÉFÉRENCE

1993

ÉDITIONS TECHNIP 27 RUE GINOUX 75737 PARIS CEDEX 15

DEUXIÈME PARTIE : RADIOTECHNIQUE

Chapitre 15 **SEMI-CONDUCTEURS. DIODES** 171

15.1 Semi-conducteurs 171
15.1.1 Matériaux semi-conducteurs. 171
15.1.2 Matériaux semi-conducteurs P ou N 171
15.1.3 Jonction PN 172
15.1.4 Diode à semi-conducteur 173
15.1.5 Paramètres des diodes à semi-conducteur . 173
15.1.6 Autres sortes de diodes 175

15.2 Applications des diodes. 175
15.2.1 Redressement mono-alternance. 176
15.2.2 Considérations pratiques. 177
15.2.3 Redresseur bi-alternance. 177
15.2.4 Redresseur en pont. 178

15.3 Filtrage et régulation 180
15.3.1 Filtrage par circuit LC 180
15.3.2 Régulateurs 181
15.3.3 Calculs sur les diodes et alimentations . 181

Chapitre 16 **TRANSISTORS** 187

16.1 Transistor 187
16.1.1 Qu'est-ce qu'un transistor. 187
16.1.2 Paramètres du transistor. 187
16.1.3 Polarisation du transistor. 188
16.1.4 Courbes typiques d'un transistor. 189
16.1.5 Relation entre les courants du transistor. 190

16.2 Montages à transistors 191
16.2.1 Montage émetteur commun 191
16.2.2 Montage en base commune 193
16.2.3 Montage en collecteur commun. 193

16.3 Méthodes de couplage et de découplage. 194
16.3.1 Entrée et sortie des signaux. 194
16.3.2 Découplage. 195

16.4 Autres remarques sur les transistors 196
16.4.1 Fréquence de transition 196
16.4.2 Autres méthodes de polarisation 197
16.4.3 Commutation 198

Chapitre 17 FETs. TUBES ELECTRONIQUES 201

17.1 FETs. Transistors à effet de champ 201
17.1.1 JFETs 201
17.1.2 Fonctionnement du JFET. 202
17.1.3 Courbes caractéristiques d'un FET 202
17.1.4 Montages à FETs 203
17.1.5 MOSFETs 203
17.1.6 Dual Gate MOSFET. 204

17.2 Tubes électroniques. 205
17.2.1 Diode à vide. 205
17.2.2 Fonctionnement d'une diode à vide 205
17.2.3 Triode. 206
17.2.4 Autres tubes. 207
17.2.5 Utilisation des tubes 207

Chapitre 18 MODULATION 211

18.1 Basse et haute fréquences. 211
18.1.1 Basse fréquence 211
18.1.2 Haute fréquence 211

18.2 Modulation 212
18.2.1 Concepts généraux 212
18.2.2 Modulation d'amplitude. 212
18.2.3 Modulation de fréquence 213

18.3 Caractéristiques de l'AM 213
18.3.1 Taux de modulation en AM. 214
18.3.2 Spectre de modulation en AM 215

18.4 Autres formes de modulation d'amplitude. 216
18.4.1 AM avec porteuse supprimée. 217
18.4.2 Emission en bande latérale unique 217

18.5 Modulation de fréquence. 219
18.5.1 Indice de modulation. 219
18.5.2 Spectre de la FM. 220
18.5.3 Modulation de phase 221

18.6 Télégraphie. 221
18.6.1 Principe de la télégraphie. 221
18.6.2 Spectre d'une émission en télégraphie . . 221

18.7 Récapitulation 221

Chapitre 19 OSCILLATEURS ET MODULATEURS 225

19.1 Schémas blocs. 225

19.2 Oscillateurs haute fréquence 226
19.2.1 Fonctions des oscillateurs HF 226
19.2.2 Production des oscillations 226
19.2.3 Types d'oscillateurs HF 228
19.2.4 Oscillateur Armstrong 228
19.2.5 Oscillateur Hartley 229
19.2.6 Oscillateur Colpitts. 229
19.2.7 Oscillateurs à quartz 230

19.3 Modulateurs. 232
19.3.1 Modulateur AM 232
19.3.2 Télégraphie 233
19.3.3 BLU (SSB) 234
19.3.4 FM. 235

19.4 Résumé 236

Chapitre 20 EMETTEURS 237

20.1 Eléments communs 237
20.1.1 Partie BF 237
20.1.2 Compresseurs et limiteurs 238
20.1.3 Mixers (mélangeurs) 239
20.1.4 VFO (Variable Frequency Oscillator) . . . 239
20.1.5 Synthétiseurs 240
20.1.6 Multiplicateurs de fréquences 240

20.2 Emetteurs AM 241
20.2.1 Principe. 241
20.2.2 Utilisation 241
20.2.3 Particularités. 241

20.3 Emetteurs de télégraphie (CW). 241
20.3.1 Principe. 241
20.3.2 Utilisation 242

20.4 Emetteurs en BLU 243
20.4.1 Principe. 243
20.4.2 Utilisation 244
20.4.3 Particularités. 245

20.5 Emetteurs FM 245
20.5.1 Principe. 245
20.5.2 Utilisation 246
20.5.3 Particularités. 246

20.6 Appendice. Synthétiseurs 246

20.7 Résumé 249

Chapitre 21 ÉTAGE FINAL 251

21.1 Classes d'amplification. 251
21.1.1 Linéarité 251
21.1.2 Classe A. 252
21.1.3 Classe B. 253
21.1.4 Classe C. 254
21.1.5 Rendement 255

21.2 Transfert de puissance 255

21.3 Filtres de sorties 256
21.3.1 But des filtres 256
21.3.2 Types de filtres. 256

21.4 Suppression des interférences. 257
21.4.1 Rayonnements non-essentiels 258
21.4.2 Rayonnement utile 258

21.5 Résumé sur les classes d'amplification 259

21.6 Résumé 259

Chapitre 22 RÉCEPTEURS I 261

22.1 Réception. 261
22.1.1 Principe de la réception. 261
22.1.2 Récepteur ultra simple. 261

22.2 Partie HF. 262
22.2.1 Sensibilité 262
22.2.2 Syntonisation 263
22.2.3 Sélectivité 263

22.3 Principe du superhétérodyne. 263
22.3.1 Changement de fréquence 263
22.3.2 Moyenne fréquence 265

22.4 Démodulateurs. 266
22.4.1 Démodulateur AM 266
22.4.2 Démodulateur BLU. 268
22.4.3 Démodulateur CW 268
22.4.4 Démodulateur FM 269

22.5 Partie BF. 270
22.5.1 Filtres BF. 270
22.5.2 Amplificateurs BF 270
22.5.3 Autres sorties BF 270

22.6 Superhétérodyne, schéma bloc 270
22.6.1 Récepteur classique 270
22.6.2 Récepteurs multibandes. 271

22.7 Résumé 272

Chapitre 23 RÉCEPTEURS II 273

23.1 Fréquence image. 273
23.1.1 Fréquence image 273
23.1.2 Circuit d'entrée. 274
23.1.3 Double changement de fréquence. 274

23.2 Etage d'entrée 275
23.2.1 Circuits conventionnels 275
23.2.2 Etage d'entrée performant 276

23.3 Moyenne fréquence. 277
23.3.1 Filtres MF. 277
23.3.2 IF shift. 278
23.3.3 Band-pass tuning. 278
23.3.4 Commande automatique de gain. 279
23.3.5 Gain HF 280
23.3.6 Moyenne fréquence FM. 280
23.3.7 Squelch 281
23.3.8 S-mètre 281

23.4 Modes spéciaux 281
23.4.1 RTTY. 281
23.4.2 Télévision d'amateur. 282

Chapitre 24 LIGNES DE TRANSMISSION 285

24.1 Lignes de transmission 285
24.1.1 Lignes asymétriques 285
24.1.2 Lignes symétriques. 286
24.1.3 Impédance caractéristique 286
24.1.4 Atténuation 287
24.1.5 Vélocité. 288

24.2 Applications des lignes. 288
24.2.1 Terminaison 288
24.2.2 Lignes ouvertes et court-circuitées . . . 288
24.2.3 Lignes imparfaitement terminées 289
24.2.4 Effets du TOS 290

24.3 Transformation d'impédance 291
24.3.1 Boîtes d'accord 291
24.3.2 Transformateurs à large bande 292
24.3.3 Balun 292

Chapitre 25 PROPAGATION 295

25.1 Mécanisme de la propagation. 295
25.1.1 Polarisation. 295
25.1.2 Longueur d'onde 295
25.1.3 Atténuation 296
25.1.4 Onde directe et onde réfléchie. 296
25.1.5 Onde directe. 297

25.2 Propagation par l'ionosphère 297
25.2.1 Ionosphère. 297
25.2.2 Couches de l'ionosphère 297
25.2.3 Propagation par réflexions. 297
25.2.4 Propagation par «conduction». 298
25.2.5 Zone de silence 298
25.2.6 Fading. 298
25.2.7 Activité solaire. 299

25.3 Effets de la fréquence 299
25.3.1 Ondes kilométriques (de 30 à 300 kHz) . . 299
25.3.2 Ondes hectométriques (de 300 kHz à 3 MHz) 300
25.3.3 Ondes décamétriques (de 3 à 30 MHz) . . . 300
25.3.4 Ondes métriques et décimétriques (plus de 30 MHz). 301
25.3.5 Maximum Usable Frequency (MUF). 302

Chapitre 26 ANTENNES 305

26.1 Dipôle 305
26.1.1 Dimensions. 305
26.1.2 Courant et tension dans un dipôle 306
26.1.3 Diagramme de rayonnement. 306
26.1.4 Dipôle replié 307

26.2 Antennes multiéléments 307
26.2.1 Eléments parasites. 307
26.2.2 Antenne Yagi. 308
26.2.3 Gain. 308
26.2.4 Puissance effective rayonnée. 309
26.2.5 Effet de sol. 310
26.2.6 Polarisation. 311

26.3 Antennes verticales. 311
26.3.1 Du dipôle au quart d'onde 311
26.3.2 Antenne ground plane (GP) 312
26.3.3 Antennes raccourcies. 313

26.4 Antennes multibandes 314
26.4.1 Largeur de bande. 314
26.4.2 Antennes à trappes. 314

26.5 Quelques antennes particulières. 315

Chapitre 27 CONSIDÉRATIONS DIVERSES 319

27.1 Transducteurs audio-fréquences 319
27.1.1 Microphones 319
27.1.2 Haut-parleurs et écouteurs. 320

27.2 Modes spéciaux 321
27.2.1 Production de signaux RTTY. 321
27.2.2 TV à balayage lent (SSTV) 321
27.2.3 Fac similé. 322

27.3 Composants actifs complexes. 322
27.3.1 Circuits intégrés 322
27.3.2 Microprocesseurs. 323

27.4 Mesures. 324
27.4.1 Galvanomètre. 324
27.4.2 Voltmètre 324
27.4.3 Ampèremètre 326

Chapitre 28 RÉVISION. PROBLÈMES D'EXAMEN 329

28.1 Série 1. 329
28.2 Série 2. 332
28.3 Série 3. 336
28.4 Série 4. 339
28.5 Série 5. 343
28.6 Série 6. 346
28.7 Série 7. 350

Appendice CODE DES COULEURS. 355

RÉPONSES AUX EXERCICES ET AUX PROBLÈMES 357

INDEX DES EXERCICES ET DES PROBLÈMES 375

INDEX DES MOTS CITÉS 385

CHAPITRE **16**

Transistors

Les transistors, dont il existe plusieurs catégories, sont les éléments actifs les plus employés en électronique. Les mêmes transistors que l'on trouve séparément, sont utilisés dans des circuits intégrés où l'on en trouve de quelques dizaines à quelques centaines de milliers par puce. Nous parlerons succinctement des circuits intégrés à la fin de ce cours.

16.1 TRANSISTOR

16.1.1 Qu'est-ce qu'un transistor

La diode est un composant à une jonction PN, et le transistor est un composant à 2 jonctions PN. La figure suivante représente grossièrement la 'composition' d'un transistor, ainsi que son schéma. Nous constatons que suivant le type des jonctions, il existe deux sortes de transistors, les transistors PNP et les transistors NPN.

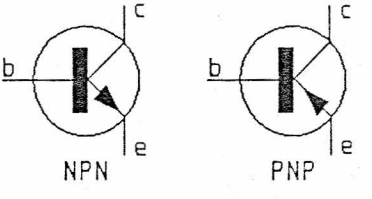
Nous voyons donc qu'un transistor est en quelque sorte un assemblage série de deux diodes montées en sens inverse.

16.1.2 Paramètres du transistor

Quel que soit le type de transistor, soit PNP soit NPN, ses trois électrodes sont appelées collecteur, base et émetteur.

Ces trois noms, dans les symboles en rapport avec le transistor, sont abrégés respectivement par les lettre c, b et e.

L'électrode avec la flèche est l'émetteur, celle qui est perpendiculaire au rectangle, est la base et la troisième est le collecteur.

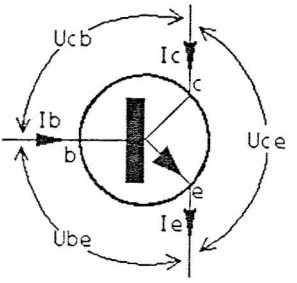


Le dessin suivant représente un transistor NPN (avec la flèche de l'émetteur tournée vers l'extérieur), ainsi que les différentes abréviations en rapport avec les transistors.

Les flèches représentent le sens conventionnel du courant.

Ib = courant qui entre dans la base.
Ie = courant qui sort à l'émetteur.
Ic = courant qui entre au collecteur.

Ube = tension entre base et émetteur
Uce = tension entre collecteur et émetteur
Ucb = tension entre collecteur et base



Pour faire fonctionner un transistor, il faut lui appliquer des tensions convenables, cet ensemble de tensions s'appelle la polarisation du transistor. Si ces tensions sont de valeurs adéquates, on dit que le transistor est convenablement polarisé. La seule différence d'utilisation entre un transistor PNP et un transistor NPN, est que toutes les tensions de polarisation sont inversées. Nous verrons des exemples de ceci plus loin.

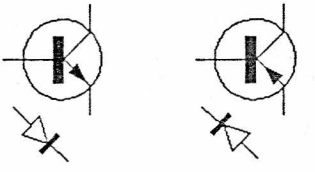
Brièvement, un transistor est un composant actif capable d'effectuer différentes fonctions, il peut fonctionner, entre autres, comme amplificateur et comme commutateur (interrupteur). Nous étudierons ces deux fonctions.

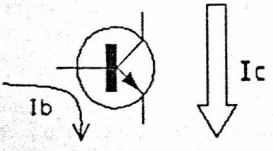
16.1.3 Polarisation du transistor

Il convient tout d'abord d'examiner (superficiellement) le fonctionnement d'un transistor.

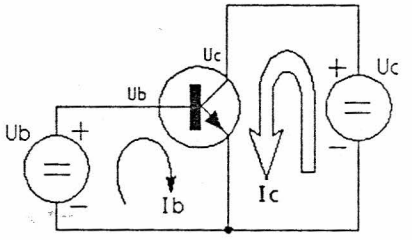
La jonction la plus importante est celle entre la base et l'émetteur. Cette jonction est identique à une diode normale, en ce sens que, pour qu'elle soit convenablement polarisée, il lui faut une tension directe de 0,7 V (transistor au silicium) ou 0,3 V (transistor au germanium). Remarquons au passage, que la flèche de l'émetteur est identique à celle du symbole d'une diode. La jonction base-émetteur d'un transistor NPN sera convenablement polarisée quand la base sera positive de 0,7 V (ou 0,3 V) par rapport à l'émetteur, alors que pour un transistor PNP, ce sera le contraire, il faudra que la base soit négative par rapport à l'émetteur.

L'autre jonction se comporte un peu différemment, elle est normalement polarisée en inverse et ne conduit donc pas; mais, si la jonction base-émetteur est conductrice (polarisée en direct), un courant relativement fort circulera du collecteur à l'émetteur.





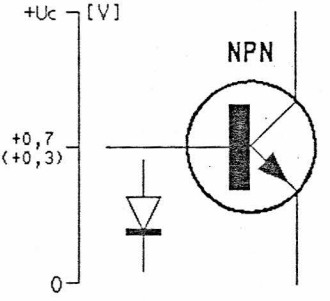
Ce dessin représente cet état de fait. Un petit courant injecté dans la base cause un courant important du collecteur à l'émetteur.



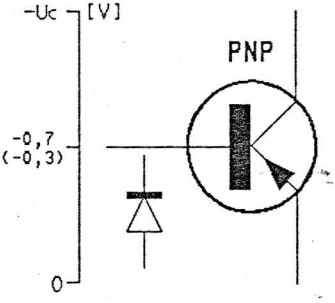
Examinons le montage suivant qui représente un transistor convenablement polarisé. Les tensions nécessaires à la polarisation sont fournies par les sources Ub et Uc.

Si nous admettons qu'il y a une relation fixe entre le petit courant de base et le courant plus important de collecteur, nous pouvons considérer que ce circuit est composé de deux boucles. La première boucle est composée de Ub et de la jonction base-émetteur, la seconde de Uc et du 'circuit' collecteur-émetteur.

Nous constatons que dans le cas de notre transistor NPN, l'émetteur est le point le plus négatif du circuit, la base est à 0,7 V au-dessus de l'émetteur, et le collecteur est à une tension Uc au-dessus de l'émetteur. Cette tension Uc doit être supérieure à la tension de base pour que le transistor soit convenablement polarisé. En résumé, pour un transistor NPN, le collecteur est le point le plus positif, ensuite à 0,7 V de l'émetteur se trouve la base, et enfin, l'émetteur qui est le point le plus négatif.



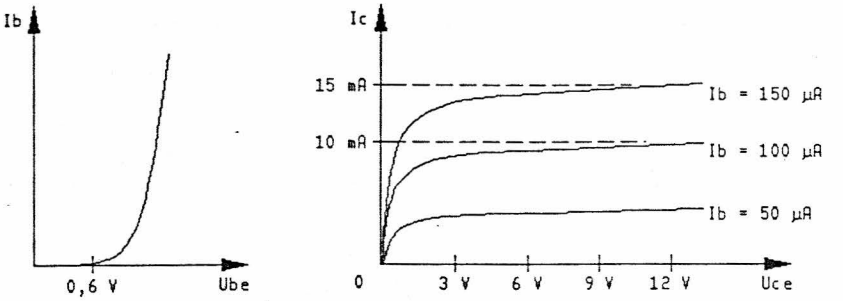
Pour un transistor PNP, toutes les polarités sont inversées, c'est-à-dire que le collecteur est le point le plus négatif, l'émetteur est le point le plus positif, et la base se situe à 0,7 V négative par rapport à l'émetteur.



Pour se rappeler du sens de toutes ces tensions, on peut se souvenir que la base se trouve à une tension intermédiaire entre l'émetteur et le collecteur, et que, pour que le transistor fonctionne, il faut que la jonction base-émetteur soit polarisée en direct, par analogie avec une diode.

16.1.4 Courbes typiques d'un transistor

Nous avons vu que l'on pouvait représenter par une courbe la relation entre la tension et le courant dans une diode. Il en va de même pour un transistor, mais comme ce dernier est un peu plus complexe, les courbes le seront aussi. Nous nous contenterons de présenter succinctement deux courbes, l'une caractéristique de la jonction base-émetteur, et l'autre, sous forme d'une famille de courbes, représentera le courant collecteur en fonction de la tension collecteur et du courant de base.



Courbes caractéristiques typiques d'un transistor de faible puissance

La première courbe représente la caractéristique de la jonction base-émetteur et démontre bien que cette jonction se comporte comme une diode, cette courbe étant similaire à celle d'une diode polarisée en direct.

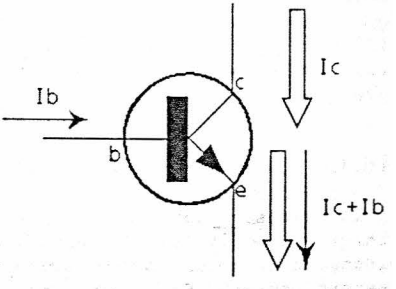
Le deuxième graphique nous renseigne sur les caractéristiques de collecteur du transistor. Chaque courbe est dessinée pour un courant de base donné, noté au bout de la courbe. Nous voyons que ce courant de base a des répercussions importantes sur le courant collecteur, comme précisé au paragraphe précédent : une variation de 50 µA du courant de base (150 - 100 µA) provoque une variation du courant collecteur de 5 mA (15 - 10 mA).

Par contre, une variation de la tension collecteur n'a que peu d'influence sur le courant collecteur; en effet, le courant collecteur mesuré à un courant de base de 100 µA et une tension collecteur de 6 V est sensiblement égal à celui mesuré à une tension collecteur de 12 V.

16.1.5 Relation entre les courants du transistor

Le transistor comporte 3 électrodes, et par conséquent sera le siège de 3 courants distincts. Considérons un transistor NPN (le plus commun), et utilisons le sens conventionnel du courant, c'est-à-dire du plus au moins.

Le courant de base est relativement faible et s'écoule de la base vers l'émetteur. Le courant de collecteur est, nous l'avons vu, plus important et s'écoule du collecteur vers l'émetteur.



Le courant d'émetteur est donc la somme du courant de base et du courant de collecteur.

Il existe une relation entre le courant collecteur et le courant de base, qui est en fait l'amplification en courant du transistor considéré. Cette relation est le rapport de ces deux courants et, est nommée par la lettre grecque β (bêta). Le transistor dont nous avons dessiné les courbes caractéristiques précédemment, voyait son courant de

collecteur augmenter de 5 mA pour une variation de 50 μA de son courant de base, son β était donc de :

$$\beta = Ic/Ib = 5.10^{-3}/50.10^{-6} = 100$$

Le β est aussi représenté par les lettres HFE.

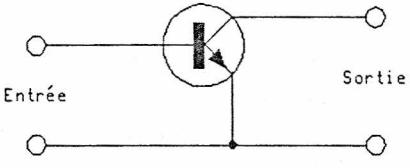
Quelquefois, on parle aussi du rapport du courant de collecteur sur le courant d'émetteur (Ic/Ie), et ce rapport (toujours inférieur à 1) est appelé par la lettre grecque α (alpha).

16.2 MONTAGES A TRANSISTORS

Il existe 3 façons de 'brancher' un transistor dans un circuit, et chacun de ces montages présente des caractéristiques qui lui sont propres. Commençons par le plus courant, le montage en émetteur commun. Nous nous contenterons de décrire des montages avec des transistors NPN; en effet, pour les transistors PNP il suffira simplement d'inverser la source de tension.

16.2.1 Montage émetteur commun

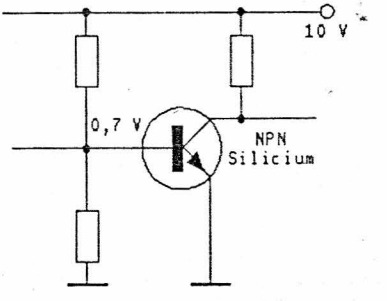
Dans ce montage, qui est le plus classique, on introduit le signal à amplifier sur la base et on récupère le signal sur le collecteur. Comme il faut deux connexions pour l'entrée et deux connexions pour la sortie, une des électrodes doit être commune à l'entrée et à la sortie, et c'est l'émetteur, d'où le nom du montage.



Le schéma ci-contre est une représentation très simplifiée et théorique d'un montage en émetteur commun.

Les éléments nécessaires à la polarisation du transistor compliqueront un tant soit peu ce montage (et les suivants).

Essayons maintenant de faire le schéma d'un montage à émetteur commun, au moyen d'une seule source de tension (comme c'est le cas, en général, dans la pratique) que nous choisissons par exemple de 10 V. Nous pouvons connecter l'émetteur au pôle négatif (à la masse ou électrode commune), et le collecteur au pôle positif à travers une résistance.



Cette résistance servira à créer une chute de tension proportionnelle au courant qui traverse le transistor (nous reviendrons sur ce point). Il nous faut encore alimenter la base à 0,7 V au-dessus de l'émetteur. Utilisons pour cela un diviseur de tension. Il s'agit simplement de deux résistances en série, branchées entre le plus et la masse, de façon à ce que la tension en leur point de jonction soit 0,7 V.

Il nous faudrait théoriquement tenir compte du courant de base qui cause un courant plus important dans la branche supérieure du diviseur de tension que dans sa branche inférieure, mais, si nous choisissons un courant total dans le diviseur relativement élevé par rapport à ce courant de base, nous pourrons le négliger, et c'est ce que nous allons faire. Considérons que le courant de base de notre transistor soit de 100 µA; choisissons un courant 10 fois plus élevé pour notre diviseur, soit 1 mA. Comme la tension totale est de 10 V, il nous faut une résistance totale de :

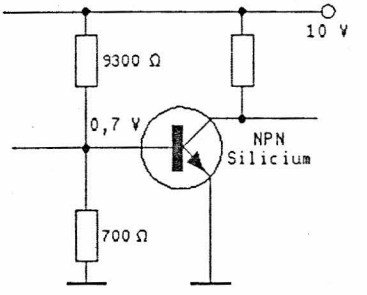
$$10/1.10^{-3} = 10\ 000\ \Omega$$

Comme la tension entre les deux résistances doit être de 0,7 V, la résistance entre la base et la masse doit être de :

$$0,7/1.10^{-3} = 700\ \Omega$$

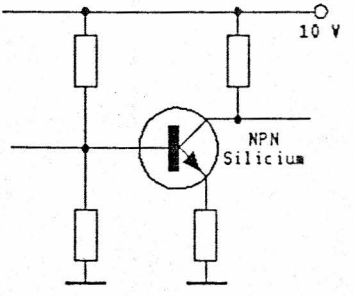
et la résistance entre la base et le pôle positif de l'alimentation doit être de :

$$10\ 000 - 700 = 9300\ \Omega$$



Ce montage est presque bon, il ne lui manque qu'une chose du point de vue de sa polarisation, et c'est un moyen de stabilisation de cette polarisation.

En effet, les caractéristiques d'un transistor varient en fonction de la température. Pour une polarisation donnée, il passera à travers le transistor un certain courant collecteur (et par conséquent d'émetteur). Si la température augmente, ce courant augmentera aussi; ce courant en augmentant, causera une dissipation de puissance plus grande à l'intérieur du transistor, et ce dernier chauffera. Plus il chauffera, plus son courant collecteur augmentera, etc., ceci s'appelle l'emballement thermique.



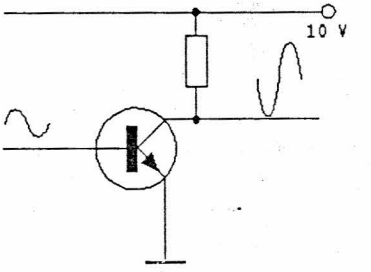
On peut éviter cet effet destructif par l'adjonction d'une résistance dans l'émetteur, ainsi, si le courant d'émetteur augmente, la tension sur l'émetteur augmente aussi, diminuant par-là la tension base-émetteur (Ube). Ceci cause une diminution du courant collecteur (le courant collecteur dépendant de la tension Ube), ce qui cause par conséquent une diminution du courant d'émetteur.

Il va de soi que cette résistance causera une élévation permanente de la tension d'émetteur (Ue) et que par conséquent, pour que la tension base-émetteur (Ube) reste de 0,7 V, il faudra modifier les valeurs du diviseur de tension dans la base.

Le schéma ci-dessus est typique d'un montage en émetteur commun, il ne lui manque plus que les moyens d'entrer un signal et de le récupérer une fois amplifié. Nous verrons comment cela se fait un peu plus loin.

Pour le moment, considérons que nous appliquons le signal à amplifier sur la base. Ce signal va légèrement modifier la tension de base (et par conséquent le courant de base). Ceci aura pour conséquence une altération proportionnellement plus importante du courant collecteur, ce qui créera une chute de tension en rapport, dans la résistance de collecteur, d'où amplification.

Il nous reste encore à mettre en évidence une dernière caractéristique du montage en émetteur commun. Dans le montage simplifié ci-contre, appliquons sur la base une légère tension positive. Le courant base-émetteur va en être augmenté et le courant collecteur aussi, proportionnellement au bêta du transistor. Ce courant causera une chute de tension plus importante dans la résistance de collecteur, ce qui aura pour effet une diminution de la tension sur le collecteur.

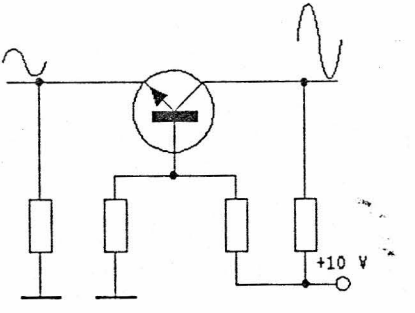


Le montage en émetteur commun cause donc une inversion entre les signaux d'entrée et de sortie, ce qui correspond à un déphasage de 180°.

16.2.2 Montage en base commune

Ne modifions rien à la polarisation telle que nous l'avons faite pour le transistor en émetteur commun, mais dessinons le même montage un peu différemment.

Cette disposition nous permet d'appliquer le signal d'entrée sur l'émetteur et de récupérer le signal de sortie sur le collecteur.

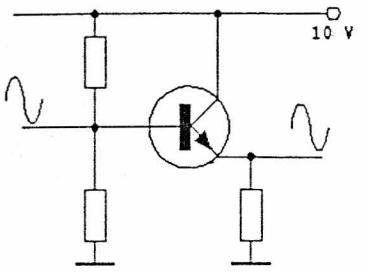


Voyons maintenant quelle est la relation de phase entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Si à un instant donné, on augmente légèrement la tension à l'entrée (diminuant de ce fait Ube), le courant base-émetteur va diminuer. Le courant collecteur diminuera aussi, proportionnellement au bêta du transistor, et la chute de tension dans la résistance de collecteur sera plus faible, ce qui fait que la tension sur le collecteur augmentera aussi. Le montage en base commune n'inverse pas la phase du signal amplifié.

16.2.3 Montage en collecteur commun

Dans ce type de montage, l'entrée est sur la base et la sortie sur l'émetteur.

Le circuit de polarisation est toujours le même, afin que le transistor puisse fonctionner convenablement.



Voyons le fonctionnement de ce montage. Si nous appliquons une légère impulsion positive sur la base, cela a tendance à augmenter la tension Ube, ce qui cause un courant plus important dans la résistance d'émetteur. La tension d'émetteur va donc augmenter, mais juste ce qu'il faut pour que la tension Ube ne devienne pas inférieure à 0,7 V. Nous voyons donc que la tension de sortie de ce montage va suivre fidèlement la tension d'entrée (juste 0,7 V plus bas), et que par conséquent nous n'aurons aucune amplification de tension, contrairement aux deux montages précédents.

Le montage en collecteur commun, fournit cependant une amplification en courant, en effet, la base ne nécessite qu'un très faible courant, alors que, si la résistance d'émetteur est suffisamment petite, le montage pourra fournir un courant appréciable.

Dans ce montage, la tension d'émetteur suit la tension appliquée à la base, on l'appelle pour cela émetteur suiveur (de l'anglais emitter follower).

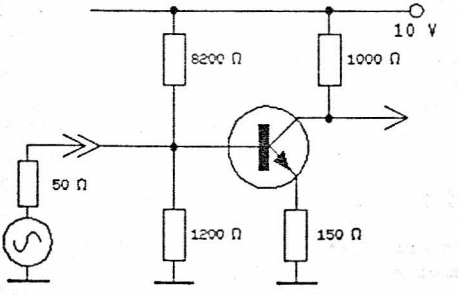
16.3 MÉTHODES DE COUPLAGE ET DE DÉCOUPLAGE

Jusqu'à maintenant, nous nous sommes contentés de décrire des montages convenablement polarisés, mais malheureusement, le fait d'appliquer un signal à amplifier, impose d'autres contraintes sur ces montages. D'une façon générale, la polarisation est un ensemble de tensions continues, appliquées au transistor pour assurer son bon fonctionnement, alors que les signaux à amplifier seront des tensions alternatives.

16.3.1 Entrée et sortie des signaux

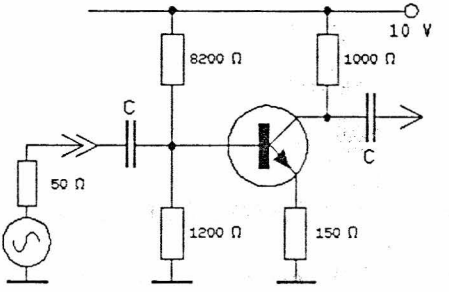
Considérons le montage en émetteur commun suivant, sur lequel on désire appliquer une source de tension alternative pour amplification. Cette source de tension a une résistance interne de 50 Ω.

Si nous branchons directement la source sur la base du transistor, la résistance de 50 Ω qu'elle représente, va modifier dans des proportions importantes la polarisation de la base, et notre transistor ne fonctionnera plus comme prévu.



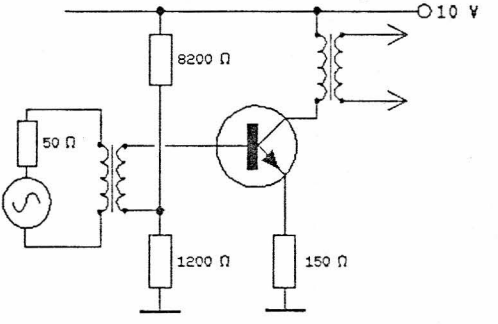
La solution est simple et consiste à intercaler un condensateur entre la source et la base; en effet, un condensateur ne laisse pas passer le courant continu et la polarisation du transistor ne sera donc pas affectée, mais il laisse passer (plus ou moins bien suivant sa valeur) le courant alternatif (figure page suivante).

Il en va de même du côté de la sortie, si nous voulions appliquer la sortie de notre amplificateur à l'entrée d'un autre étage (on appelle étage chaque division d'un ensemble composé de parties juxtaposées, par exemple, un amplificateur à 3 transistors est en général un amplificateur à 3 étages), il faudrait aussi utiliser un condensateur afin que la tension collecteur de l'étage précédent n'affecte pas la polarisation de base de l'étage suivant.



De tels condensateurs, servant à relier une source à un étage d'amplification et à relier des étages d'amplification entre eux, s'appellent des condensateurs de liaison.

Il existe un autre élément, dans nos connaissances, susceptible de laisser passer un courant alternatif, sans affecter les composantes continues, c'est le transformateur. Examinons le montage ci-contre.

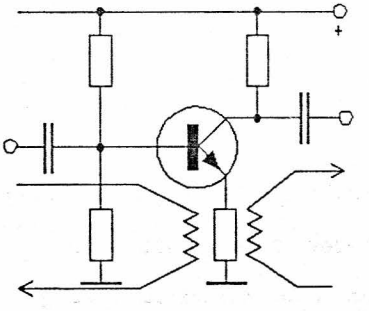


La composante continue de polarisation de la base, passe par le secondaire du transformateur, de couplage d'entrée. Il en va de même du côté de la sortie où le courant collecteur passe par le primaire du transformateur de sortie.

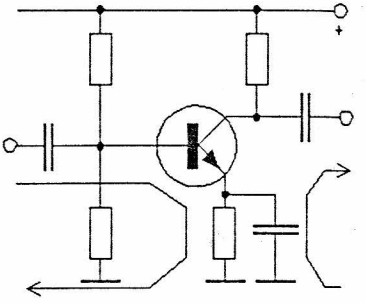
16.3.2 Découplage

Examinons maintenant un circuit en émetteur commun, et mettons en évidence les boucles du point de vue alternatif des circuits d'entrée et de sortie.

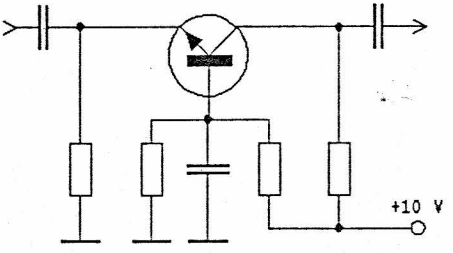
Nous remarquons qu'une partie de ces boucles est commune dans la résistance d'émetteur. Non seulement, ces deux boucles sont couplées dans cette résistance, mais de plus, cette résistance introduit des pertes dans les deux circuits. Il faudrait donc éliminer cette résistance, mais nous avons vu qu'elle est utile du point de vue de la polarisation.

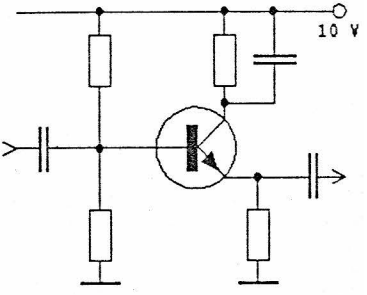


La solution consiste cette fois-ci à mettre en parallèle sur la résistance d'émetteur un condensateur, qui n'affecte bien sûr pas la polarisation, mais qui va offrir un chemin de moindre impédance aux composantes alternatives. Un tel condensateur est appelé condensateur de découplage.



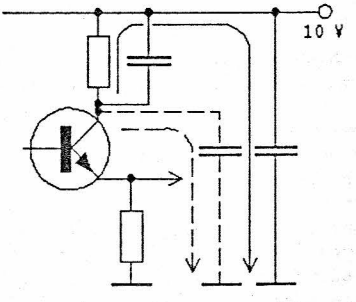
Nous trouverons un même condensateur de découplage entre la base et la masse dans le montage en base commune, ainsi qu'entre le collecteur et la ligne d'alimentation ou la masse dans le montage en collecteur commun.





Dans n'importe quel montage électronique la source de tension servant d'alimentation a une résistance interne minimale, et pour encore diminuer l'impédance de cette source, ainsi que celle des fils d'alimentation, on place un ou plusieurs condensateurs entre le plus et le moins. Ces condensateurs sont aussi des condensateurs de découplage.

Si donc la résistance interne (l'impédance interne) de la source d'alimentation est minimale, il importe peu que le condensateur de découplage dans le montage en collecteur commun aille sur la ligne d'alimentation plutôt que directement à la masse, c'est d'ailleurs souvent le cas. Dans la figure, le trajet en trait continu est identique à celui en pointillé.



16.4 AUTRES REMARQUES SUR LES TRANSISTORS

16.4.1 Fréquence de transition

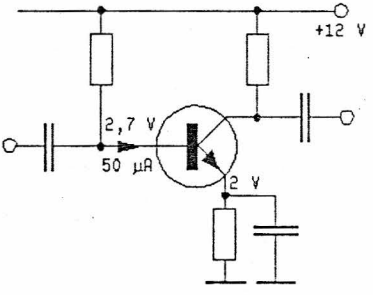
Le gain d'un transistor n'est pas constant avec la fréquence, plus la fréquence augmente, plus le gain diminue.

Comme il est difficile de dire à quelle fréquence le gain d'un transistor n'est plus suffisant pour telle ou telle autre application, on a imaginé de donner ce paramètre pour la fréquence à laquelle il n'y a juste plus de gain. On appelle cette fréquence limite la fréquence de transition.

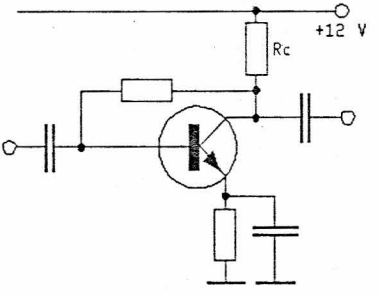
Cela signifie que, si le transistor doit fonctionner à une fréquence supérieure à cette fréquence dite de transition, il ne fonctionnera plus comme un amplificateur, mais au contraire comme un atténuateur. On choisit donc en général un transistor dont la fréquence de transition (en abrégé Ft) est nettement supérieure à la fréquence la plus élevée à amplifier.

16.4.2 Autres méthodes de polarisation

Il existe différentes manières de polariser convenablement un transistor. Celle que nous avons vue est la plus complète et la plus commune, mais dans certains cas, on peut se contenter d'un circuit plus simple. Voici deux autres montages qu'il importe de connaître :



Circuit à polarisation fixe



Circuit à autopolarisation

Le circuit à polarisation fixe ne dépend pour sa polarisation que du courant de base. Prenons un exemple : si la tension d'alimentation est de 12 V et que la tension d'émetteur est de 2 V, la tension de base doit être de 2,7 V. Assumons encore que le courant de base soit de 50 µA. La résistance de base sera alors de :

$$Rb = U/I = (12 - 2,7)/50.10^{-6} = 186\ 000\ \Omega \text{ soit } 186\ k\Omega$$

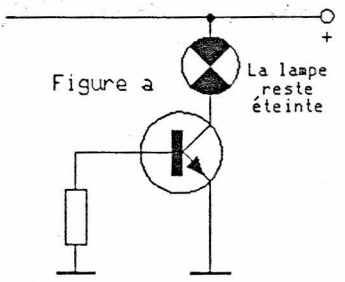
Dans le cas du circuit dit à autopolarisation, le calcul est à peu près similaire, mais au lieu de partir de la tension d'alimentation, on part de la tension désirée de collecteur.

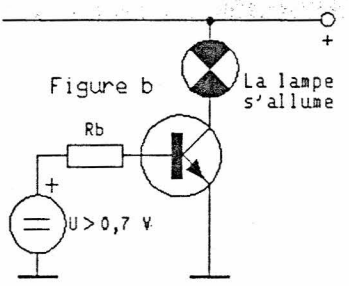
Ce circuit a un effet d'autorégulation du courant collecteur, car si la tension sur le collecteur augmente, la tension de base augmente aussi, ce qui fait augmenter le courant collecteur, et a pour effet de diminuer la tension du collecteur car la chute de tension dans Rc augmente.

16.4.3 Commutation

Ainsi que nous l'avons mentionné au début de ce chapitre, le transistor peut être utilisé comme un interrupteur. Examinons le montage suivant, où le symbole dans le collecteur représente une ampoule.

Tant que la base n'est pas connectée ou est connectée à la masse (figure a), aucun courant ne circule dans le collecteur et l'ampoule est éteinte.



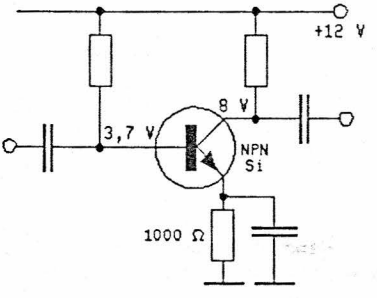


Si l'on connecte une source de tension de plus de 0,7 V sur la base (figure b), le transistor se trouve polarisé en direct, un courant de collecteur circule et l'ampoule s'allume.

Un faible courant (dans la base) peut donc contrôler une ampoule nécessitant pour s'allumer un courant bien plus important. La charge n'a pas besoin d'être une ampoule, elle peut être une LED (diode électroluminescente) ou même tout un circuit électronique que l'on désire pouvoir alimenter ou non à volonté.

Problème résolu 1 :

Dans le circuit ci-dessous, calculer la tension d'émetteur, la résistance de base et la résistance de collecteur. Le bêta du transistor est de 300.



La tension de base nous est donnée à 3,7 V, la tension d'émetteur doit donc être inférieure de 0,7 V, ce qui donne 3 V.

Connaissant la tension d'émetteur ainsi que la résistance d'émetteur, nous pouvons calculer le courant d'émetteur, qui est sensiblement égal au courant de collecteur (nous négligerons toujours le courant de base dans le courant d'émetteur).

$$Ie = Ue/Re = 3/1000 = 3\ mA$$

Nous savons que le bêta du transistor est de 300, ce qui signifie que le courant de base est 300 fois moins que le courant d'émetteur :

$$Ib = Ie/300 = 0{,}003/300 = 10\ \mu A$$

Le calcul de la résistance de base est maintenant une simple application de la loi d'Ohm :

$$Rb = U/I = (12 - 3{,}7)/10.10^{-6} = 830\ 000\ \Omega$$

Pour la résistance de collecteur, il s'agit aussi de la loi d'Ohm, en tenant compte du fait que le courant collecteur est sensiblement égal au courant d'émetteur :

$$Rc = URc/I = (12 - 8)/3.10^{-3} = 1333\ \Omega$$

EXERCICES Cocher la bonne réponse ou effectuer les calculs demandés :

E16.1 Ce montage est-il un :

A) Collecteur commun
B) Emetteur commun
C) Base commune

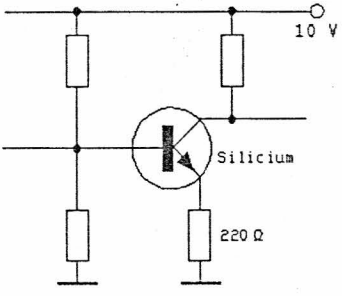


fig. pour problèmes E16.1 à 5

E16.2 Le transistor est-il

A) PNP
B) NPN

E16.3 Dans cet amplificateur, il manque :

A) Une résistance entre collecteur et émetteur
B) Un condensateur entre collecteur et émetteur
C) Un condensateur entre émetteur et masse
D) Une résistance entre collecteur et masse

E16.4 Le signe de l'alimentation est :

A) +
B) -
C) Sans importance

E16.5 Le courant de collecteur est de 5 mA. Quelle est la tension d'émetteur et la tension de base ?

E16.6 Quel est le signe de l'alimentation ?

A) +
B) -
C) Sans importance

E16.7 On applique au point A un signal sinusoïdal ayant 3 V de crête à crête. Quelle est l'amplitude du signal de sortie ?

A) 2,3 V
B) 1,6 V
C) 3 V
D) On ne peut pas dire.

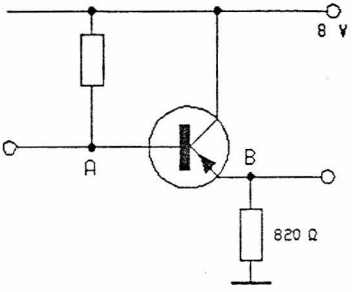


fig. pour problèmes E16.6 à 9

E16.8 La tension continue au point B est de 4 V. Le bêta (β) du transistor est de 100. Quelle est la valeur de Rb ?

A) 149,6 kΩ B) 67,6 kΩ C) 656 Ω D) 1496,5 Ω

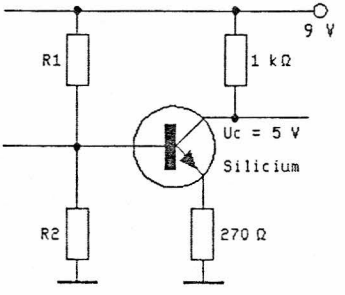
E16.9 Ce montage est-il un :

A) Collecteur commum B) Base commune C) Emetteur commun

E16.10 Décrire en quelques mots ce que l'on entend par polarisation d'un transistor.

E16.11 Un transistor de puissance a un courant collecteur de 4 A et un bêta (β) de 25. Quel est son courant de base ?

E16.12 Dans le circuit ci-contre, calculer le diviseur de base (R1 et R2), sachant que β = 180 et que l'on choisit un courant dans le diviseur de 10.Ib (de ce fait, on peut négliger l'effet de Ib sur le diviseur de base et la résistance d'émetteur).



CHAPITRE **17**

FETs. Tubes électroniques

FET est une abréviation venant de l'anglais (Field Effect Transistor) et qui signifie transistor à effet de champ. Il s'agit là d'une classe de transistors de plus en plus utilisée en électronique.

Les tubes électroniques ne sont autres que les lampes des radios de nos parents, ainsi appelés à cause de leur forme tubulaire. Les tubes ont des caractéristiques similaires aux transistors à effet de champ, et c'est pourquoi nous les étudierons dans la deuxième partie de ce chapitre.

17.1 FETs. TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

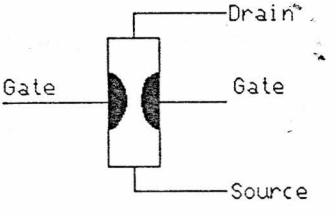
Il existe différentes sortes de FETs, entre autres, les JFETs, les MOSFETs, et les DGMOSFETs. Nous allons examiner chaque catégorie successivement.

17.1.1 JFETs

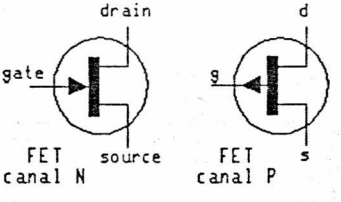
Tous les FETs fonctionnent sur un principe similaire, d'où la présence des lettres F E T dans chaque abréviation, seule la façon de mettre en oeuvre le principe de l'effet de champ varie.

Un FET est constitué d'un petit morceau de semi-conducteur (généralement du silicium) soit N soit P, aux extrémités duquel deux électrodes sont connectées. Ce morceau de silicium, qui a bien sûr une certaine résistance, est appelé le canal. Au milieu de ce morceau de silicium, entre les deux électrodes déjà connectées, une zone de type contraire est diffusée, c'est-à-dire une zone N dans un canal P ou une zone de type P dans un canal N.

Sur cette zone de type contraire, est connectée la troisième électrode du FET. Cette dernière est appelée 'gate' (Il s'agit d'un mot anglais signifiant porte, et que l'on prononce guè_te); quelquefois, le mot français 'porte' est utilisé. Les deux autres électrodes s'appellent le drain et la source et sont très similaires; dans certains FETs, elles peuvent même être interchangées.



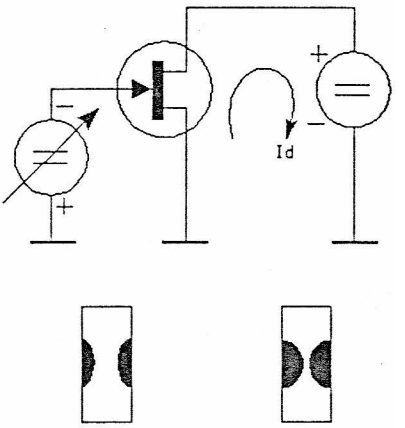
La gate est l'électrode de commande, (similaire à la base dans le transistor classique), et le courant circule du drain vers la source (d'une façon analogue au courant collecteur-émetteur dans le transistor, mais par un mécanisme différent).



Comme l'électrode de commande (gate) est en contact avec le canal par l'intermédiaire d'une jonction (PN ou NP), ce type de FET se nomme Jonction FET ou JFET.

17.1.2 Fonctionnement du JFET

Examinons d'abord un JFET composé d'un canal N (JFET canal N). Appliquons une tension continue entre source et drain, et un certain courant va traverser le canal. Si maintenant nous appliquons une tension continue entre la gate et la source de façon à ce que la gate soit polarisée négativement par rapport à la source, la jonction gate-canal va se trouver polarisée en inverse (§ 15.1.3). Plus la tension inverse sera importante (de l'ordre de quelques volts), plus la barrière de potentiel sera large (§ 15.1.4). Ceci a pour effet de causer un étranglement dans le canal, et sa section effective se réduisant, sa résistance augmente et le courant diminue. Si l'étranglement est suffisamment important, le canal peut se trouver complètement fermé et plus aucun courant n'y circule.

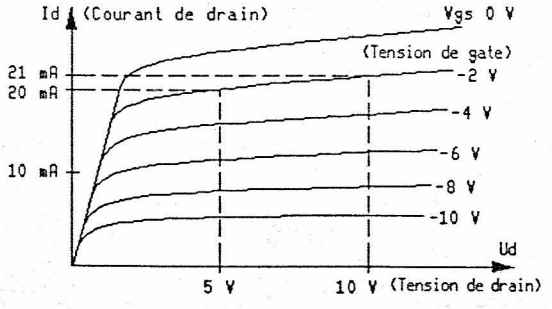


faible tension inverse — forte tension inverse

Dans le cas d'un JFET canal P, le fonctionnement est identique, mais la polarité des sources de tension est inversée.

Remarquons que contrairement au transistor conventionnel, il n'y a pas de courant dans la gate, la jonction gate-canal étant polarisée en inverse. Cette caractéristique est commune à tous les FETs, et, en conséquence, l'impédance d'entrée du FET est relativement élevée. Nous verrons lorsque nous serons à même d'analyser des schémas que ce détail a son importance.

17.1.3 Courbes caractéristiques d'un FET



Nous allons présenter succinctement un réseau de courbes caractéristiques pour le FET comme nous l'avons fait pour le transistor et la diode.

L'axe vertical représente le courant de drain et l'axe horizontal, la tension de drain.

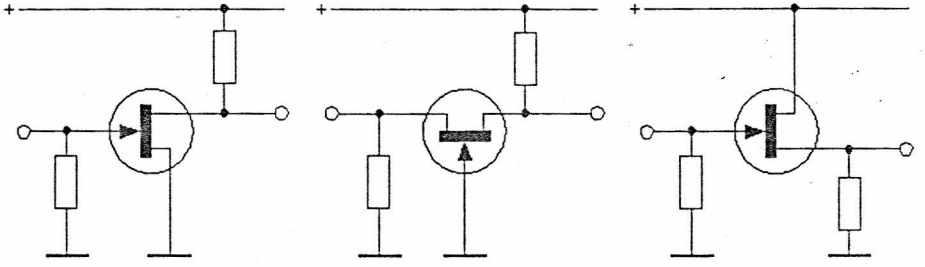
Chaque courbe est mesurée pour une tension inverse de gate indiquée à son extrémité. Nous constatons que plus la tension inverse est importante, plus le courant de drain diminue.

Nous remarquons aussi, comme pour le transistor, que la tension de drain a peu d'effet sur le courant; en effet, dans notre graphique, pour une différence de tension de drain de 5 V (10 - 5 V), le courant de drain n'augmente que de 1 mA.

17.1.4 Montages à FETs

Comme pour le transistor conventionnel, il y a 3 montages de base du FET. Le montage en source commune qui s'apparente au montage en émetteur commun, le montage en gate commune qui s'apparente au montage en base commune, et le montage en drain commun appelé généralement source follower (§ 16.2.3), similaire au montage émetteur follower.

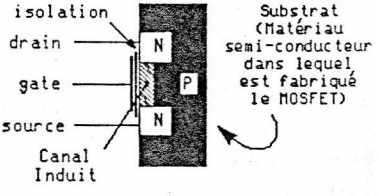
Voici le schéma de principe de ces différents montages.



S'il n'y a aucun courant dans la gate, il n'y a aucune chute de tension dans la résistance qui se trouve entre la gate et la masse, la gate est donc à un potentiel de 0 V. Nous savons par contre qu'il y a un courant dans le canal, et ce courant va créer une chute de tension aux bornes de la résistance entre la source et la masse. La source est donc positive par rapport à la masse. Mais, comme la gate est virtuellement au potentiel de la masse (0 V), cela revient à dire que la gate est négative par rapport à la source, ce qui est exactement la condition nécessaire à une polarisation convenable du JFET.

17.1.5 MOSFETs

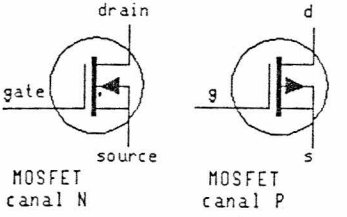
MOSFET est une abréviation de Metal Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor. Les trois premières lettres MOS sont une allusion à la technologie de ce type particulier de FETs.



Un MOSFET est composé comme le JFET d'un petit barreau de silicium appelé canal, mais au lieu d'une gate diffusée, une partie de ce barreau est recouverte d'une

couche extrêmement fine d'oxyde de silicium, elle-même recouverte d'une couche de métal qui est reliée à la connection de gate. C'est de ces couches successives que viennent les initiales MOS (Metal Oxyde et Semi-conducteur).

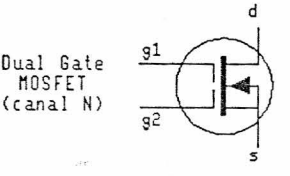
Le fonctionnement d'un MOSFET est sensiblement le même que celui d'un JFET, avec la différence que l'étranglement dans le canal n'est pas causé par l'élargissement de la barrière de potentiel d'une jonction, mais par un effet statique comme dans un condensateur. Au repos, le drain et la source sont isolés l'un de l'autre (par les jonctions source-substrat et substrat-drain), mais, si une tension positive est appliquée sur la gate, un canal est statiquement induit, dont la largeur dépend du potentiel sur la gate, qui permet la conduction entre drain et source.



17.1.6 Dual Gate MOSFET

Encore une origine anglaise pour cette abréviation, mais qui a le mérite de n'être pas trop hermétique. Il s'agit en fait d'un MOSFET à deux gates.

Ce genre de MOSFET dont voici le symbole peut être assimilé à deux MOSFETs en série. De tels MOSFETS sont utilisés soit pour mélanger deux signaux que l'on applique à chacune des gates, soit pour contrôler le gain du MOSFET avec l'une des gates, alors que sur l'autre on applique le signal à amplifier.



Les MOSFETs ont une impédance d'entrée très élevée (il n'y a aucun courant dans la gate, celle-ci étant isolée du canal par l'oxyde de silicium qui est un très bon isolant). Pour cette raison, et aussi parce que la couche d'oxyde est si fine, la moindre surtension peut les détruire.

Certains MOSFETs comportent un dispositif de protection (diode Zener) à l'intérieur de leur boitier, mais il importe tout de même de les manipuler avec précaution.

Ceci conclut notre étude des semi-conducteurs. Précisons qu'il existe d'autres sortes de semi-conducteurs, mais qui sont, soit peu utilisés en radio-communication, soit d'un emploi sortant du cadre de ce cours. Citons les thyristors (diodes commandées), les TRIACs (interrupteurs commandés), les DIACs (sortes de diodes bi-directionnelles à haute tension de seuil), les UJTs (sortes de transistors servant principalement à la construction d'oscillateurs en dents de scie), les diodes tunnel (diodes exhibant une résistance négative), les cellules Hall (génératrices de tension en présence d'un champ magnétique) et les cellules Peltier (sortes de 'pompes' à chaleur électroniques).

17.2 TUBES ÉLECTRONIQUES

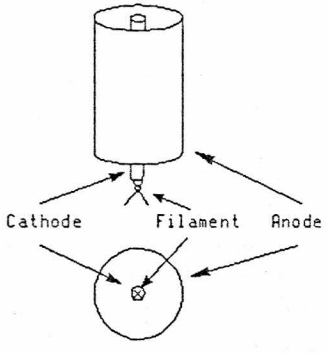
Les tubes électroniques ont acquis ce nom de par leur forme cylindrique. Il s'agit en fait des lampes électroniques, qui ne sont plus utilisées que pour des applications particulières où leurs performances sont encore supérieures à celles des transistors, par exemple dans les amplificateurs haute fréquence de puissance.

17.2.1 Diode à vide

Commençons par voir quels sont les phénomènes physiques qui entrent en jeu dans les tubes électroniques, et pour cela examinons le plus simple des tubes : la diode.

Si l'on chauffe un conducteur, ce dernier émet des électrons qui ne vont pas bien loin, car ils rencontrent très vite des molécules d'air qui les arrêtent. Si le conducteur chauffé est recouvert de certaines matières facilitant l'émission, il émet beaucoup plus d'électrons qu'un conducteur nu.

Une diode à vide est, comme son nom l'indique, une enveloppe généralement en verre, dans laquelle on a fait le vide d'air. Dans cette ampoule, il y a deux électrodes, la cathode et l'anode.



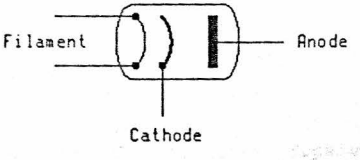
La cathode est généralement un petit tube de métal recouvert de matières facilitant l'émission d'électrons (oxydes de baryum et de strontium ou thorium) et chauffée à l'aide d'un filament se situant à l'intérieur du tube. Quelquefois, le filament lui-même sert à l'émission.

Quand ce filament est chauffé par le passage d'un courant, la cathode émet des électrons qui vont former comme un nuage chargé négativement autour de la cathode (les électrons sont des charges négatives).

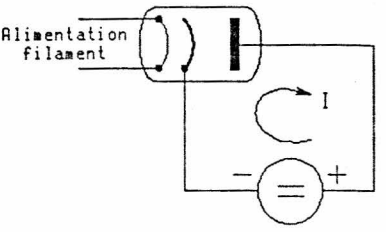
L'anode a une forme généralement cylindrique mais aussi quelquefois rectangulaire ou ovale et se trouve autour de la cathode.

17.2.2 Fonctionnement d'une diode à vide

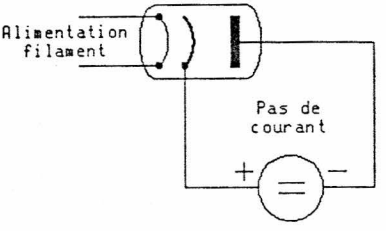
Appliquons sur une diode à vide une tension continue, le pôle négatif sur la cathode et le pôle positif sur l'anode. Tant que le filament est froid, rien ne se passe. Chauffons le filament à l'aide d'un courant adéquat. La cathode émet des électrons.



Ces électrons forment donc un nuage négatif autour de la cathode, mais à une faible distance, l'anode se trouve à un potentiel positif et nous savons que des charges de noms contraires s'attirent; les électrons vont donc être attirés par l'anode et un courant va s'établir dans le tube.



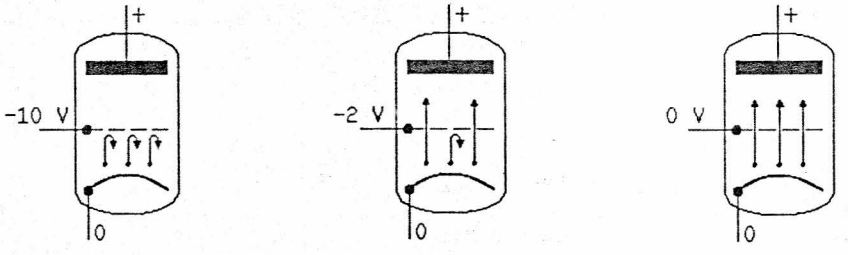
Si nous renversons la polarité de la source de tension, la cathode sera positive, c'est-à-dire appauvrie en électrons, et l'anode négative; elle repoussera donc les quelques électrons qui auront été émis par la cathode et aucun courant ne circulera dans le tube. Il s'agit bien là du fonctionnement d'une diode comme nous l'avons vu précédemment. La diode à vide n'est plus guère utilisée, la diode à semi-conducteur l'ayant supplantée dans la majorité des applications.



17.2.3 Triode

Voici un tube un peu plus complexe. Son nom indique qu'il comporte 3 électrodes, il s'agit en fait d'une diode, dans laquelle on a ajouté une troisième électrode appelée grille entre la cathode et l'anode. Cette électrode a effectivement la forme d'un grillage aux mailles plus ou moins lâches suivant le type de triode.

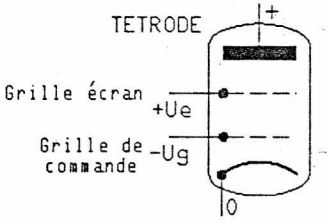
Si cette grille est très négative, elle va repousser les électrons et les empêcher d'atteindre l'anode. Si cette grille n'est que légèrement négative, elle laissera passer la majorité des électrons mais en repoussera quand même quelques-uns. Enfin, si cette grille est au même potentiel que la cathode, elle n'aura aucun effet, et tous les électrons iront rejoindre l'anode. Nous avons donc là un moyen de contrôler le courant anodique.

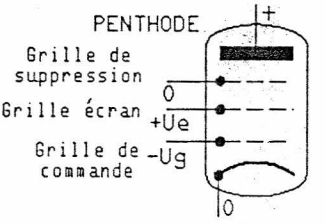


Puisque aucun électron ne 'tombe' sur la grille, cette dernière ne sera le siège d'aucun courant, la grille est donc une électrode à haute impédance, un peu comme la gate d'un FET.

17.2.4 Autres tubes

Il existe d'autres sortes de tubes, à 4 électrodes appelés tétrodes, à 5 électrodes appelés penthodes, etc. Voici le symbole de ces deux types de tubes.





Les tubes les plus utilisés sont la triode, la tétrode et la penthode, et ceci, le plus souvent pour des étages de puissance, spécialement en haute fréquence, pour des puissances supérieures à quelques centaines de watts.

17.2.5 Utilisation des tubes

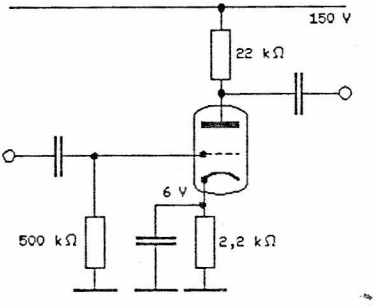
Nous allons étudier succinctement le fonctionnement d'un montage à triode, puis nous consacrerons quelques lignes aux tétrodes et penthodes.

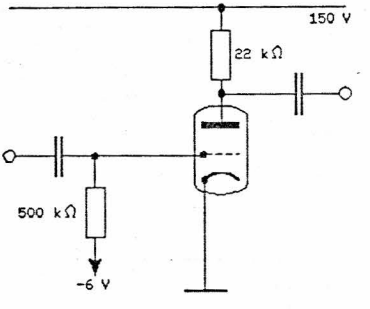
Comme pour les transistors, il existe 3 montages fondamentaux pour les tubes. Nous allons analyser un montage en cathode commune (l'équivalent de l'émetteur commun pour les transistors).

Le montage est similaire (aux valeurs près) à un montage à FET. Le principe en est le même. Le courant dans le tube provoque une chute de tension dans la résistance de cathode, ce qui rend en fait la grille négative par rapport à la cathode, la grille étant virtuellement à la masse (§ 17.1.4).

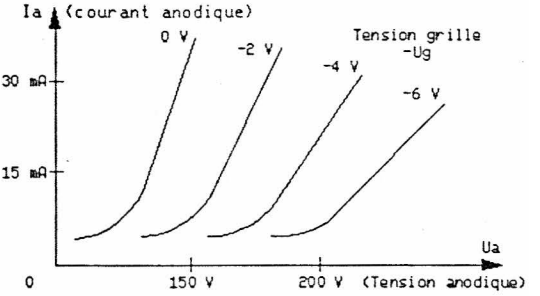
L'entrée se fait sur la grille qui est l'électrode de commande, et le signal de sortie est récupéré aux bornes de la résistance d'anode.

Il n'est pas indispensable d'introduire une résistance dans la cathode si la grille est reliée à une source destinée à lui fournir sa polarisation négative, selon le schéma ci-contre.



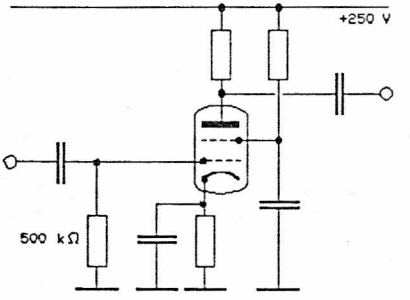


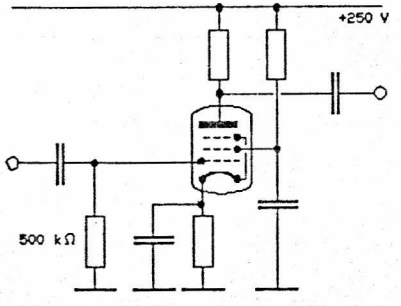
Le graphique suivant représente une famille de courbes pour une triode. Chaque courbe correspond à une tension de grille comme indiqué. Nous constatons que pour une tension anodique donnée (par exemple 200 V), le courant anodique diminue quand la grille devient plus négative. Nous pouvons aussi constater que contrairement à ce que nous avons vu jusqu'à maintenant pour ce type de courbes, le courant anodique dépend beaucoup de la tension anodique, ce qui dénote une relativement faible résistance interne.



Le montage suivant représente le branchement typique d'une tétrode. La grille supplémentaire placée juste devant l'anode permet d'améliorer certaines caractéristiques du tube par rapport à une triode, notamment la résistance interne. Cette grille est appelée grille écran.

La grille écran qui est normalement le siège d'un faible courant doit être reliée au pôle positif (en général par une résistance) et découplée par un condensateur à la masse.

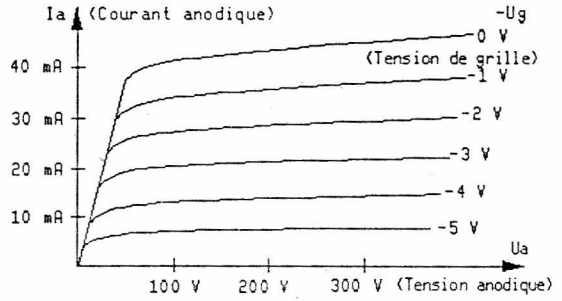




Voyons maintenant le circuit typique d'une penthode, il ne diffère pas de celui de la tétrode, la troisième grille juste devant l'anode étant reliée à la cathode à l'intérieur du tube ou à la masse.

Cette troisième grille sert à réduire l'effet d'un phénomène connu sous le nom d'émission secondaire

La résistance de cathode est destinée à fournir une tension positive sur la cathode, ce qui fait paraître la grille de commande négative par rapport à cette dernière.



Ce graphe représente les courbes caractéristiques d'une penthode.

Nous retrouvons un réseau de courbes très similaire à celui du FET, mais où toutes les tensions sont bien plus élevées.

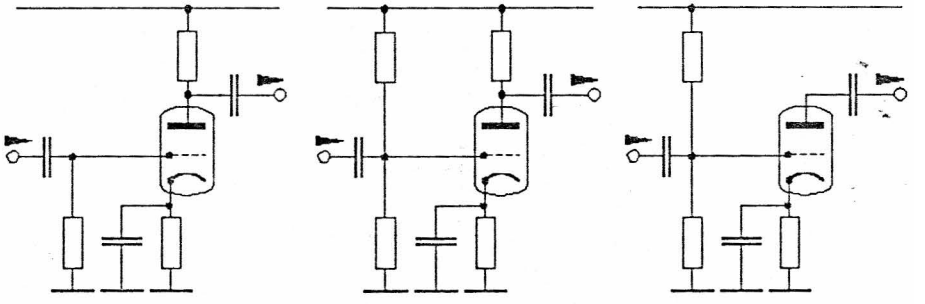
La grille de commande est bien entendu toujours la première grille après la cathode. C'est de cette grille dont il est question dans le réseau de courbes.

A chaque courbe correspond une tension négative de grille, et nous pouvons constater que plus la tension de grille est négative, plus le courant anodique diminue. Nous voyons aussi que comme pour le FET et le transistor, et contrairement à la triode, les courbes sont relativement plates, ce qui signifie que le courant anodique varie très peu en fonction de la tension anodique, mais seulement en fonction de la tension de grille, ce qui est proche de l'idéal; ceci dénote une forte résistance interne.

Etant donné le peu d'emploi des tubes dans la technique actuelle, nous ne ferons pas de calculs sur leur utilisation. Il est tout de même important de connaître leurs schémas de base, ainsi que leurs caractéristiques principales.

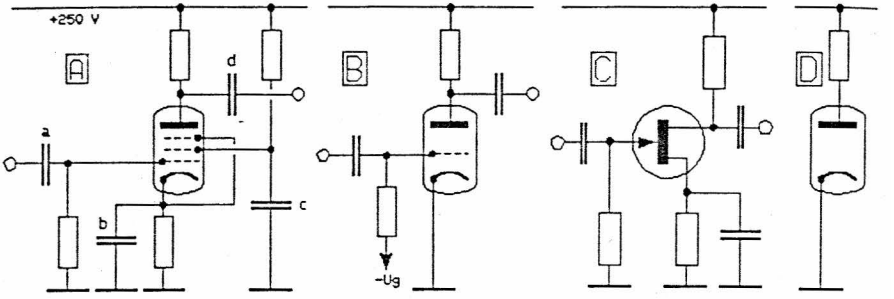
EXERCICES

E17.1 Lequel de ces montages amplificateurs est correct ?



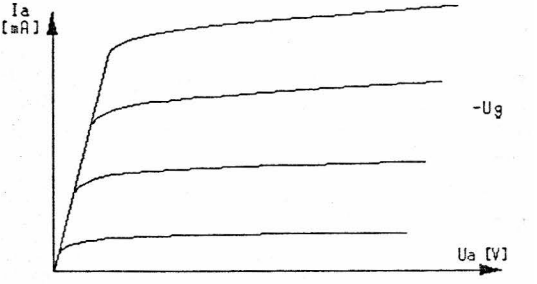
A B C

E17.2 Donner le nom des tubes utilisés dans les montages suivants.

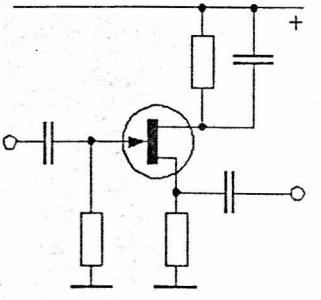


E17.3 Dans le montage A de l'exercice précédent, donner la fonction de chaque condensateur.

E17.4 A quel élément correspond le réseau de courbes suivant ?



E17.5 Ce montage est : (cocher la bonne réponse)



A) Source commune
B) Emetteur follower
C) Emetteur commun
D) Source follower

CHAPITRE **18**

Modulation

Il nous faut venir maintenant aux techniques de modulation, c'est-à-dire du côté de l'émetteur, et de démodulation, du côté du récepteur. Dans un émetteur, le signal du microphone, par exemple, subit plusieurs transformations avant de pouvoir être émis par l'antenne. De même, à la réception, il nous faut transformer les ondes recueillies par l'antenne en signaux audibles. Ces deux processus vont être étudiés dans ce chapitre et les suivants.

18.1 BASSE ET HAUTE FRÉQUENCES

18.1.1 Basse fréquence

Initialement, nous désirons que les intonations de notre voix soient entendues par notre correspondant. Dans le cas du morse, nous voulons qu'un ton soit reçu chaque fois que nous appuyons sur le manipulateur. Laissons de côté pour le moment le cas du morse qui est de loin le plus simple, et attardons nous sur la transmission de la parole.

La parole est composée de vibrations de l'air provoquées entre autres par les cordes vocales à des fréquences principalement comprises entre 300 Hz et 3000 Hz. Ces vibrations sont transformées par le microphone en signaux électriques alternatifs de mêmes fréquences. Les fréquences inférieures à 30 kHz sont généralement appelées basses fréquences.

Si nous tentions d'émettre de tels signaux, même après amplification, ils n'iraient pas bien loin, et les antennes seraient gigantesques, en effet, les dimensions d'une antenne sont généralement proportionnelles à la longueur d'onde.

Nous parlerons plus en détail de la longueur d'onde lors de l'étude des antennes, mais afin d'illustrer le dernier paragraphe, calculons la longueur d'onde d'une fréquence de 1000 Hz, c'est-à-dire à peu près au milieu de la bande que nous désirons transmettre :

$$\text{Longueur d'onde (1 kHz)} = 300.10^6/1000 = 300.10^3 \text{ m}$$

Cette longueur d'onde est donc de 300 km. Même si nous nous contentions d'une antenne raccourcie à 1/10 de la longueur d'onde, il faudrait qu'elle soit de 30 km de long, ce qui est de toute évidence impossible.

18.1.2 Haute fréquence

Généralement, toutes les fréquences au dessus de 30 kHz sont considérées comme des hautes fréquences. Prenons l'exemple d'une fréquence de 21 MHz, sa longueur d'onde est beaucoup plus raisonnable, puisqu'elle est de 14 m. A ces fréquences, les antennes deviennent d'une longueur plus pratique.

Les signaux de haute fréquence se propagent de diverses façons, mais tous les signaux au dessus de 30 à 50 kHz peuvent être utilisés pour des transmissions. Nous reparlerons des phénomènes de propagation plus en détail dans le chapitre 25.

Malheureusement, l'oreille humaine ne peut percevoir que des signaux inférieurs à 20 kHz, et il nous serait donc impossible d'entendre un signal de 50 kHz et à plus forte raison de 21 MHz.

18.2 MODULATION

Nous voilà donc en présence de signaux de basse fréquence que nous désirons transmettre mais qu'il est impossible d'émettre directement, et de signaux de haute fréquence que nous pouvons émettre mais qu'il est impossible d'entendre. La solution est en apparence fort simple, il faut les 'mélanger' entre eux de façon à ce que le signal de haute fréquence transporte avec lui les caractéristiques du signal audible de basse fréquence. Il existe diverses façons de procéder. Cette opération s'appelle la modulation.

18.2.1 Concepts généraux

Le signal de haute fréquence qui va être émis, en emportant avec lui les caractéristiques du signal de modulation (signal audible), s'appelle la porteuse.

La porteuse est donc modulée par le signal de basse fréquence.

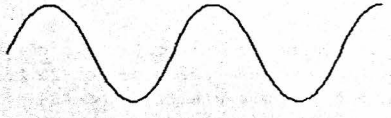
La porteuse ne constitue pas en elle-même un signal utile, son but est de transporter l'information (le signal de basse fréquence) qui constitue le signal utile. Bien entendu, à la réception, il faudra séparer le signal utile de la porteuse, cette opération s'appelle la démodulation; nous y viendrons au chapitre suivant.

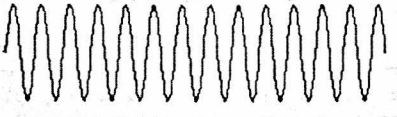
Il nous reste à déterminer quelles caractéristiques de la porteuse peuvent être modifiées par le signal de modulation.

18.2.2 Modulation d'amplitude

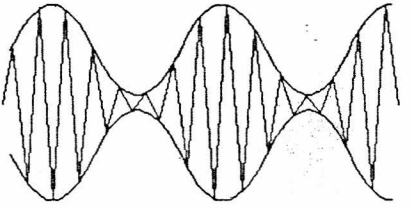
Considérons le signal de basse fréquence comme dessiné à gauche ci-dessous. Il représente un exemple typique de ce que nous désirons émettre, c'est-à-dire un signal alternatif d'amplitude et de fréquence variables issu d'un microphone et amplifié à un niveau convenable.

Considérons d'autre part un signal de haute fréquence (porteuse) de fréquence et d'amplitude constantes, comme représenté à droite.





Si nous utilisons le signal BF (Basse Fréquence) pour moduler l'amplitude du signal HF (Haute Fréquence), nous obtiendrons un signal HF modulé comme représenté ci-contre. Ce genre de modulation est appelé simplement Modulation d'Amplitude, en abrégé AM (de l'anglais Amplitude Modulation).

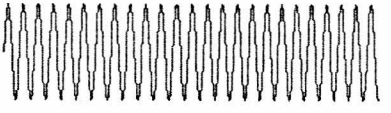


Nous voyons que l'amplitude de la porteuse varie au rythme du signal de modulation. A une pointe du signal BF correspond une pointe du signal HF et vice versa. Nous pouvons aussi faire une autre constatation importante, l'amplitude des pointes de modulation est supérieure à l'amplitude de la porteuse avant modulation, cependant, l'amplitude moyenne du signal HF est constante (les pointes de modulation compensent pour les creux de modulation).

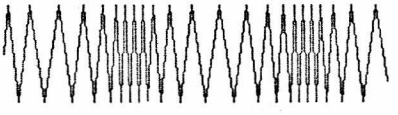
18.2.3 Modulation de fréquence

Comme pour le paragraphe précédent, considérons un signal HF que nous désirons moduler au moyen d'un signal BF.

Cette fois-ci, nous laisserons l'amplitude de la porteuse intacte, mais nous allons en modifier la fréquence au rythme du signal de modulation. Pour rendre le dessin plus clair, le signal HF a été dessiné de façon à ce que l'on voie bien ses alternances.



Nous constatons cette fois-ci qu'à chaque pointe du signal de modulation correspond un resserrement des alternances, ce qui implique une élévation de fréquence. De même, à un creux du signal de modulation correspond un abaissement de fréquence. Le signal modulé varie donc de part et d'autre de la fréquence de la porteuse non modulée.

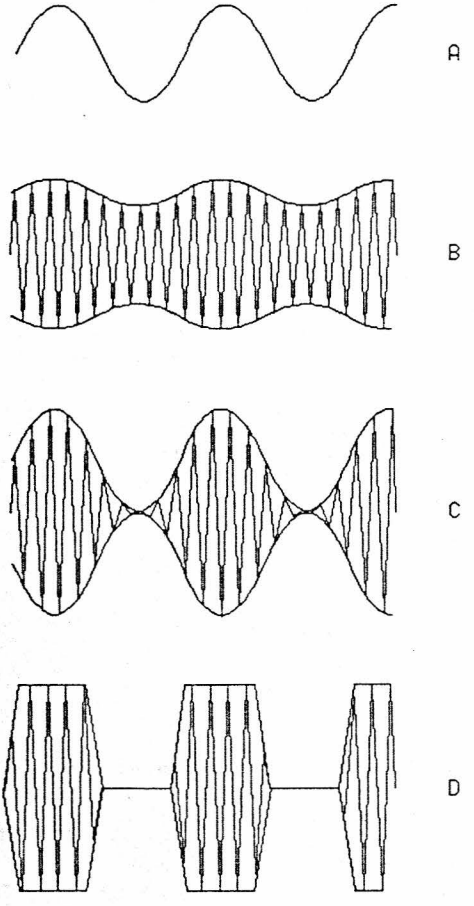


18.3 CARACTÉRISTIQUES DE L'AM

Il nous faut maintenant étudier plus en détail les caractéristiques de la modulation d'amplitude.

18.3.1 Taux de modulation en AM

Il convient de considérer le rapport d'amplitude entre le signal de modulation et la porteuse. Il ne s'agit pas là d'amplitudes absolues, mais relatives. En effet comme démontré sur la figure suivante, il ne faut pas que la porteuse soit complètement supprimée ou que les crêtes de modulation soient applaties comme sur la figure D.



D'une part, il est évident que cela cause une distorsion du signal de modulation, ce qui peut rendre la compréhensibilité difficile à la réception, et d'autre part, cela cause un élargissement inadmissible du spectre de l'émission (nous reparlerons de ce dernier point au paragraphe suivant).

Si par contre la porteuse n'est pas suffisamment modulée, le signal démodulé à la réception sera faible et noyé dans le bruit de fond (figure B).

Il faut donc trouver un taux de modulation optimal, et bien évidemment il s'agit du taux de 100 % comme dessiné à la figure C. Il est impératif de ne jamais dépasser ce taux de 100 %. Il arrive que l'on entende des émissions modulées à plus de 100 % (on parle de surmodulation) et cela peut donner l'impression que l'émission est plus puissante, mais il ne s'agit là que d'un effet subjectif dont la fausseté est clairement démontrée par la figure précédente. Les émetteurs disponibles commercialement sont en général prévus pour un taux de modulation entre 90 et 99 %, et tout changement de microphone peut modifier ce taux et requiert donc un réglage de l'appareil.

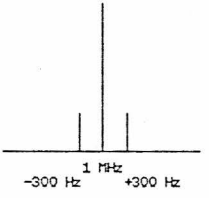
18.3.2 Spectre de modulation en AM

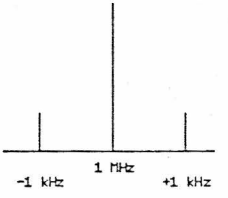
Par spectre, il faut entendre la place utilisée par notre émission dans l'échelle des fréquences; nous allons voir de nombreux exemples de cet important concept.

Si nous émettons en AM sur une certaine fréquence, notre émission utilisera non seulement cette fréquence, mais d'autres fréquences proches de part et d'autre de la fréquence centrale de notre émission.

C'est ce qui explique que les stations de radiodiffusion ne sont pas accolées les unes aux autres, mais qu'elles sont généralement espacées de 9 kHz (ondes moyennes).

Pour bien comprendre ce phénomène, voyons quelques exemples. Soit une porteuse centrée sur 1 MHz et modulée (à 100 %) par un signal de 300 Hz (figure de gauche), ou par un signal de 1000 Hz (figure de droite).

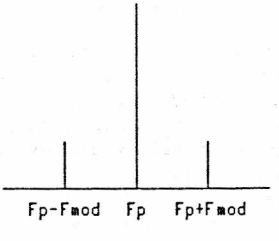




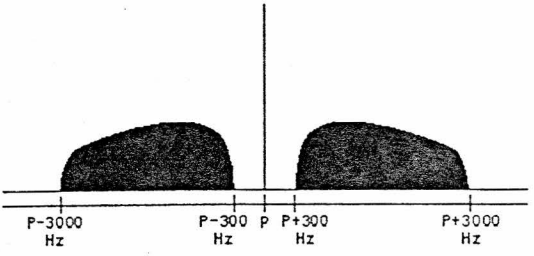
Chaque fréquence 'utilisée' par notre émetteur pour transmettre ces différents signaux est figurée par un trait vertical dont la longueur est proportionnelle à la puissance de chacune de ces fréquences. Cela signifie que dans le cas précédent, deux tiers de la puissance de notre émetteur servent à envoyer la porteuse, le troisième tiers, seulement, servant à envoyer les deux fréquences situées de part et d'autre de la porteuse qui sont le signal utile.

Ces deux signaux de part et d'autre de la porteuse sont appelés les bandes latérales. Leur fréquence est égale à la fréquence de la porteuse plus la fréquence du signal de modulation, pour ce qui est de la bande latérale supérieure (à droite), et à la fréquence de la porteuse moins la fréquence du signal de modulation, pour ce qui est de la bande latérale inférieure (à gauche).

Soit Fp la fréquence de la porteuse et Fmod la fréquence du signal de modulation, nous pouvons représenter cela sur la figure ci-contre.



Si au lieu de moduler la porteuse par des signaux simples tels que 300 Hz ou 1 kHz, nous utilisions le signal issu d'un microphone, c'est-à-dire une bande continue de fréquences comprises entre 300 et 3 kHz, nous aurions le spectre ci-dessous.



Sur ce dessin, le concept de bande latérale supérieure ou inférieure prend toute sa signification. Bien entendu il n'est pas nécessaire de limiter le signal de modulation à la bande 300 à 3000 Hz, mais pour la transmission de parole, cela est pleinement suffisant.

Calcul de la largeur de bande en AM :

Ce calcul est fort simple et se trouve être deux fois la fréquence maximale à transmettre. Par exemple, la plus haute fréquence BF transmise par l'émetteur de Sottens est de 4,5 kHz. Comme cet émetteur se trouve sur 765 kHz, quelle est la largeur de son spectre, et quelles sont la fréquence minimale et la fréquence maximale qu'il transmet ?

Si la fréquence maximale de modulation est de 4,5 kHz, la largeur totale du spectre est de :

4500.2 = 9000 Hz

La fréquence la plus élevée transmise par l'émetteur est la fréquence de la porteuse, c'est-à-dire 765 kHz, plus la fréquence maximale de modulation :

765 + 4,5 = 769,5 kHz

et la fréquence la moins élevée transmise par l'émetteur est la fréquence de la porteuse moins la fréquence maximale de modulation :

765 - 4,5 = 760,5 kHz

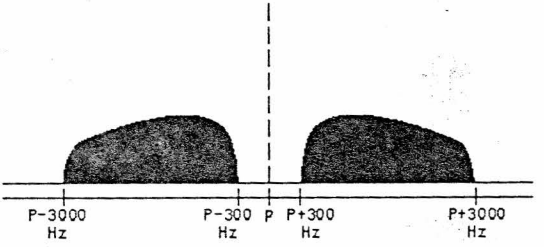
Nous voyons donc qu'une émission occupe une certaine largeur de bande, et c'est précisément pour cette raison qu'il faut que les circuits utilisés comme filtres aient une largeur de bande en rapport. L'AM telle qu'elle est décrite ici n'est plus guère utilisée en radio-amateurisme.

18.4 AUTRES FORMES DE MODULATION D'AMPLITUDE

Comme il a été brièvement mentionné au paragraphe précédent, une grande partie de la puissance de l'émetteur sert à l'émission de la porteuse, et une partie restreinte sert seule à l'émission du signal utile. Cette constatation a servi de base à d'autres formes de la modulation d'amplitude dont nous allons parler maintenant.

18.4.1 AM avec porteuse supprimée

Il est possible d'émettre le signal utile en supprimant la porteuse après la modulation. De cette façon, le spectre se trouve modifié comme représenté à la figure ci-contre, et toute la puissance de l'émetteur sert à émettre le signal utile.



Il est aussi possible de ne pas supprimer la porteuse complètement, et de l'envoyer avec une certaine atténuation.

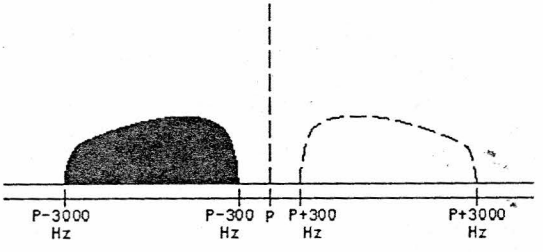
Il y aura un prix à payer pour cette amélioration du rendement de l'émetteur, puisque le récepteur sera plus complexe.

La largeur de bande requise par une émission en double bande latérale porteuse supprimée est la même que pour une émission en AM conventionnelle; les mêmes calculs sont donc applicables. Quant au taux de modulation, rien ne change, et il est idéal à 100 %.

18.4.2 Emission en bande latérale unique

En supprimant la porteuse, nous avons considérablement amélioré le rendement de notre émetteur, mais une constatation importante peut encore être faite : les deux bandes latérales contiennent la même information, c'est-à-dire cette plage de fréquences de 300 à 3000 Hz qui module la porteuse.

Il est donc possible de supprimer l'une ou l'autre des bandes latérales, sans perdre d'information (dans ce cas, la parole que nous désirons transmettre).



La figure précédente met bien en évidence le fait que la largeur de bande requise par notre émission a diminué de moitié. Cela a deux conséquences directes :

- Le rendement de l'émetteur est encore amélioré, puisque maintenant toute sa puissance peut être consacrée à envoyer seulement l'information utile.

- Puisque la largeur de bande requise est la moitié de l'AM conventionnelle ou que l'AM à double bande latérale porteuse supprimée, deux fois plus de stations pourront coexister dans une même bande de fréquences.

Ce type de transmission est dit à Bande Latérale Unique en abrégé BLU (en anglais SSB - Single Side Band). On distingue deux types de BLU, suivant que la bande latérale supérieure est conservée (en anglais USB - Upper Side Band) ou que la bande latérale inférieure (en anglais LSB - Lower Side Band) est celle qui est désirée. Bien entendu, les performances des deux types de BLU sont équivalentes, en radio-amateurisme, on utilise par convention la LSB pour les fréquences inférieures à 10 MHz et la USB pour les fréquences supérieures à 10 MHz.

Problème résolu 1 :

La fréquence BF la plus haute transmise en radio-amateurisme pour la parole est de 3 kHz. Combien peut-on mettre de stations en AM conventionnelle et en BLU dans la bande de 14,1 à 14,35 MHz ?

La largeur totale de la bande proposée est de :

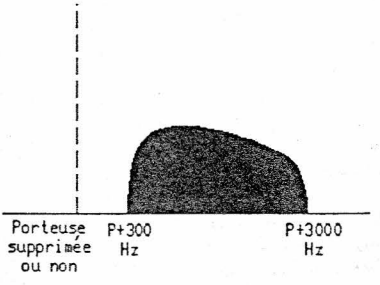
$$14{,}35 - 14{,}1 = 0{,}25 \text{ MHz} = 250 \text{ kHz}$$

La largeur requise par une émission en AM conventionnelle est :

$$Bam = 2.fmod_{max} = 2.3 = 6 \text{ kHz}$$

A ce point, la largeur de bande requise par une émission en BLU demande encore quelques éclaircissements.

Considérons la figure ci-contre qui représente le spectre d'une émission en BLU bande latérale supérieure (USB) avec la porteuse supprimée représentée en pointillé. Nous devons constater qu'il y a un espace entre cette porteuse et le bas de la bande transmise. Ceci est simplement dû au fait que l'on ne transmet pas la BF depuis près de 0 Hz mais depuis la fréquence la plus basse requise pour une bonne compréhension de la parole, c'est-à-dire 300 Hz.



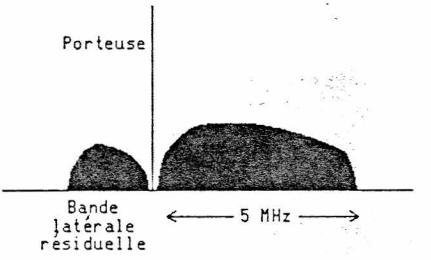
Il semblerait donc qu'il suffise d'une largeur de bande de 2,7 kHz, mais en pratique, on néglige pour les calculs ces 300 Hz et l'on considère à toutes fins pratiques la largeur de bande requise comme 3 kHz.

Il ne nous reste donc plus qu'à calculer le nombre de stations de chaque type qui peuvent coexister dans cette bande de 250 kHz de large :

Cas de l'AM : 250/6 = 41,666 => 41 stations

Cas de la BLU : 250/3 = 83,333 => 83 stations

Note : Il existe encore une forme d'AM utilisée pour la transmission d'images de télévision, il s'agit de l'AM avec bande latérale résiduelle. Le problème posé est ici de la bande de fréquences très large requise par une image de télévision (plus de 5 MHz par bande latérale). On a donc envisagé de supprimer partiellement l'une des bandes latérales, afin d'économiser sur la largeur de bande requise pour une station de télévision.



18.5 MODULATION DE FRÉQUENCE

Nous allons parler maintenant de quelques caractéristiques de la modulation de fréquence.

18.5.1 Indice de modulation

Comme nous l'avons vu brièvement, la modulation de fréquence, en abrégé FM (de l'anglais Frequency Modulation) consiste à faire varier la fréquence de la porteuse autour d'une valeur moyenne au rythme du signal de modulation.

Nous pouvons faire varier la fréquence de quelques Hz, de quelques kHz, ou même plus. Il convient donc de faire un choix.

En première approximation, il semble logique qu'une émission en FM qui ne fait varier la porteuse que de quelques Hz autour de sa fréquence moyenne prenne moins de place (du point de vue spectral) qu'une émission dont la fréquence varie de plusieurs kHz. Pour des raisons de qualité de signal (rapport signal-bruit) il existe deux catégories de modulation de fréquence. Pour la transmission de haute qualité telle que dans la bande FM de radiodiffusion, on utilise une modulation de plus ou moins 75 kHz, alors qu'en radio-amateurisme, où l'on ne transmet que de la parole qui peut s'accommoder d'une qualité moindre, on se contente de $\pm$2 à 3 kHz. Ce dernier type de modulation de fréquence est appelé modulation de fréquence à bande étroite (en abrégé NBFM de l'anglais Narrow Band Frequency Modulation).

Il convient sur ce point de remarquer que cette excursion de fréquence de $\pm$2 à 3 kHz n'est pas en relation directe avec la fréquence maximale transmise, comme c'est le cas en AM. Cette excursion de fréquence est en relation avec l'amplitude du signal BF (par exemple : plus on parle fort dans le microphone, plus l'excursion de fréquence est importante).

En dépit de ce qui vient d'être dit, on qualifie souvent une émission FM par son indice de modulation, qui est le rapport de l'excursion de fréquence sur la fréquence de modulation :

Indice de modulation = $\Delta f / fmod$

où Δ est la lettre grecque delta signifiant 'différence'; dans notre cas, il s'agit de l'excursion de fréquence de la FM, et 'fmod' est la fréquence de modulation considérée.

Bien évidemment l'indice de modulation varie en fonction de 'fmod' puisque dans la réalité, l'excursion de fréquence est fonction de l'amplitude et non de la fréquence de modulation. C'est pourquoi, s'il n'est pas précisé autrement, on utilisera la fréquence maximale transmise pour 'fmod'.

Problème résolu 2 :

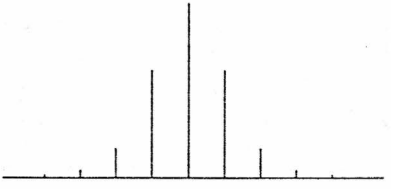
Quel est l'indice de modulation d'une émission en NBFM de ±2,5 kHz de déviation, si la fréquence la plus élevée à transmettre est de 3 kHz. Quel serait cet indice si la fréquence la plus élevée était de 800 Hz ?

$$\text{Indice de mod}_{3\ kHz} = \Delta f/fmod = 2500/3000 = 0,833$$

$$\text{Indice de mod}_{800\ Hz} = \Delta f/fmod = 2500/800 = 3,125$$

18.5.2 Spectre de la FM

L'apparence générale du spectre d'une émission FM est donnée par la figure ci-contre. Il convient de remarquer une chose, en conséquence directe du paragraphe précédent : si nous augmentons trop de niveau BF (le signal de modulation), l'excursion de fréquence sera plus importante, et nous dépasserons les limites de ±5 kHz, ce qui risque de gêner les canaux adjacents à notre émission. On parle alors de surmodulation (modulation au delà de l'optimum).



les raies sont séparées d'une valeur égale à la fréquence de modulation.

La largeur du spectre d'une émission en FM est théoriquement infinie; mais en pratique, on peut la calculer au moyen de la formule suivante :

$$Bfm = 2(\Delta f + fmod)$$

Ce qui signifie qu'il faut 2 fois l'excursion de fréquence plus 2 fois la fréquence de modulation la plus élevée. Par exemple :

Problème résolu 3 :

Quelle est la largeur requise par une émission en NBFM où l'excursion de fréquence est de ±2,5 kHz et où la fréquence la plus élevée à transmettre est de 3 kHz ?

$$Bfm = 2(\Delta f + fmod) = 2.(2500 + 3000) = 11\ kHz$$

18.5.3 Modulation de phase

La modulation de phase est une forme de la modulation de fréquence, mais où l'indice de modulation reste constant. A toutes fins pratiques, il suffit pour nous de l'assimiler à la modulation de fréquence.

18.6 TÉLÉGRAPHIE

18.6.1 Principe de la télégraphie

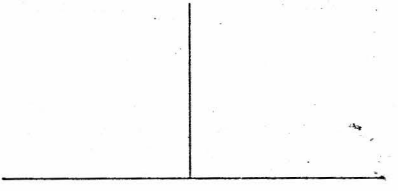
La télégraphie est la forme la plus simple de modulation possible. Quand le manipulateur est baissé (le contact se fait), nous émettons un signal de haute fréquence (la porteuse), et quand il est levé (pas de contact), nous n'émettons rien. Il s'agit donc d'une forme de modulation par tout ou rien (soit il y a un signal, soit il n'y en a pas).

Il faut donc se servir d'un code pour communiquer en télégraphie, où chaque lettre est représentée par une séquence d'éléments longs et courts : c'est le code morse.

La télégraphie est en général appelée CW (de l'anglais Continuous Wave - onde continue), ce qui n'est pas tout à fait exact, puisque justement l'onde n'est pas continue mais interrompue. A l'origine cette abréviation était réservée à une onde pure et entretenue.

18.6.2 Spectre d'une émission en télégraphie

Le spectre d'une émission entretenue (CW) est représenté par une simple ligne verticale (voir ci-contre), mais le fait de manipuler ce signal (interruptions périodiques plus ou moins rapides) cause un léger élargissement de ce spectre. Dans la pratique, on considère que cette largeur est de quelques Hz à quelques dizaines de Hz, suivant principalement la vitesse de manipulation ainsi que la raideur des flancs de montée et de descente des impulsions de CW.

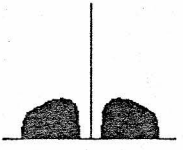
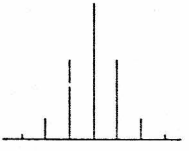
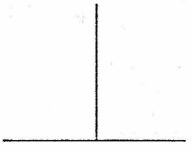


Nous parlerons (succinctement) des circuits électroniques à même de produire ces différents types de modulation lors de l'étude des schémas blocs d'appareils.

18.7 RÉCAPITULATION

Le tableau de la page suivante est un résumé des caractéristiques principales des différentes formes de modulation.

Caractéristiques des différents types de modulation

AM	BLU	FM(PM)	CW
-Taux de mod. de 0 à 100 %	-Taux de mod. de 0 à 100 %	-Indice de mod. $\Delta f/fmod_{max}$	- -
-Largeur de bande : $2.fmod_{max}$	-Largeur de bande : $fmod_{max} - fmod_{min}$	-Largeur de bande : $2(\Delta f + fmod_{max})$	-Largeur de bande : De quelques Hz à quelques dizaines de Hz.
-Code A3E -Anciennement A3	-Code J3E -Anciennement A3J	-Code F3E -Anciennement F3	-Code A1A -Anciennement A1
-Spectre 	-Spectre	-Spectre 	-Spectre 
-Notes : 2/3 de la puissance sont dans la porteuse, et 1/6 dans chaque bande latérale. (lors de crêtes de modulation).	-Notes : La BLU peut être en USB ou LSB.	-Notes : Les amateurs utilisent la NBFM avec une déviation maximale de $\pm$5 kHz.	-Notes : La largeur de bande dépend de la vitesse de manipulation et de la raideur des flancs des impulsions.

EXERCICES

E18.1 Combien d'émetteurs en BLU peut-on mettre entre 7040 et 7100 kHz ?

E18.2 Un signal de 2 kHz appartient au domaine de :

O AM O BF O FM O HF

E18.3 Qu'entend-on par surmodulation ?

A) Plusieurs émetteurs se trouvent sur la même fréquence.
B) Le taux de modulation (AM) est plus de 100 %.
C) Modulation dans laquelle l'indice de modulation reste constant.
D) Action de moduler la HF.

E18.4 Qu'entend-on par porteuse ?

A) Le signal HF qui sert à 'porter' le signal de modulation.
B) Une onde entretenue destinée à réserver un canal.
C) Une onde entretenue non modulée.
D) Une onde modulée en FM.

E18.5 Une émission en FM à bande étroite a une excursion de fréquence de $\pm$3 kHz, et la fréquence la plus élevée transmise est de 3 kHz. Quelle est la largeur du canal requis par cette émission.

E18.6 Dans le problème précédent, quel est l'indice de modulation à 3 kHz ?

E18.7 Dans un segment de 30 kHz, combien peut-on mettre de stations en AM, en FM, en BLU, en CW ? (Considérer la plus haute fréquence transmise comme étant 3 kHz, la déviation FM comme $\pm$2,5 kHz, et la largeur d'une émission en CW à 100 Hz).

E18.8 Quel taux de modulation choisiriez-vous comme optimal pour une émission en AM ?

A) 0 % B) 30 % C) 70 % D) 90 % E) 99 %

CHAPITRE **19**

Oscillateurs et modulateurs

Ce chapitre va nous permettre de voir quels sont les circuits utilisés pour les différents types de modulateurs. Nous parlerons des démodulateurs lors de l'étude des récepteurs. Nous allons aussi étudier les oscillateurs, qui sont des circuits indispensables en radiocommunication.

Commençons par introduire le concept de schéma bloc.

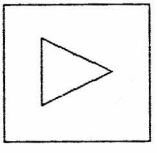
19.1 SCHÉMAS BLOCS

Comme nous nous en apercevrons, les schémas d'appareils électroniques peuvent être extrêmement complexes. Cependant, quand on analyse ces schémas, on s'aperçoit vite qu'ils sont constitués de groupes d'éléments remplissant des fonctions identiques ou similaires d'un appareil à l'autre, telles que : amplificateur, modulateur, filtre, etc.

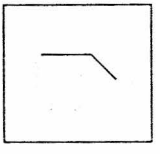
C'est donc une pratique courante de représenter de tels schémas en première approximation comme une série de carrés interconnectés, chacun définissant une fonction. Voici déjà certains de ces symboles, les autres seront introduits au fur et à mesure des besoins, au cours des quelques chapitres suivants.

Ces blocs permettront de dessiner des schémas de principe, dans lesquels chaque fonction importante sera définie par un bloc. Un tel schéma est aussi appelé schéma bloc.

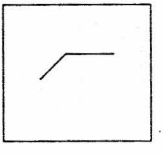
Il est indispensable que ce cours terminé nous soyons capables de dessiner le schéma bloc des émetteurs et récepteurs utilisés en radio-amateurisme.



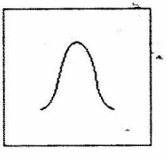
Amplificateur ou étage d'amplification



Filtre passe-bas



Filtre passe-haut

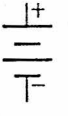


Filtre passe-bande

Antenne

Haut-parleur

Ecouteur

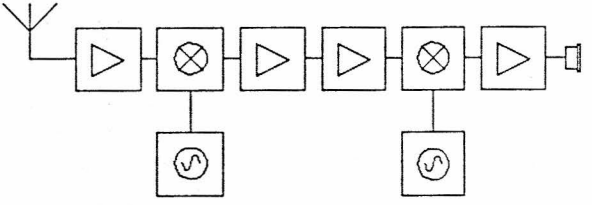


Pile

Il arrive qu'un circuit particulier n'ait pas de schéma déterminé; dans ce cas, la fonction est simplement notée à l'intérieur (ou à proximité) du carré.

Voici par exemple le schéma bloc d'un récepteur simple de télégraphie (morse). Nous parlerons des blocs encore non définis en temps voulu.

Nous pouvons déjà constater que l'antenne se trouve à gauche, l'écouteur vers la droite, et que le récepteur comporte différents étages d'amplification.



19.2 OSCILLATEURS HAUTE FRÉQUENCE

19.2.1 Fonction des oscillateurs HF

Un oscillateur est en fait un montage qui produit une tension alternative de fréquence généralement connue et précise. En radiocommunication, cette tension alternative est le plus souvent sinusoïdale.

Les oscillateurs servent principalement à la génération de la porteuse dans les émetteurs, mais ont d'autres tâches aussi, que nous verrons au fur et à mesure des besoins.

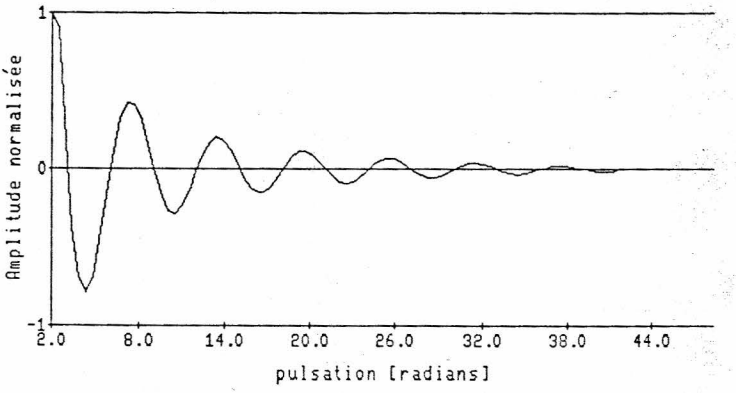
19.2.2 Production des oscillations

Un oscillateur est en fait un amplificateur accordé dans lequel une partie du signal de sortie est réinjecté en phase à l'entrée. Examinons cela plus en détail.

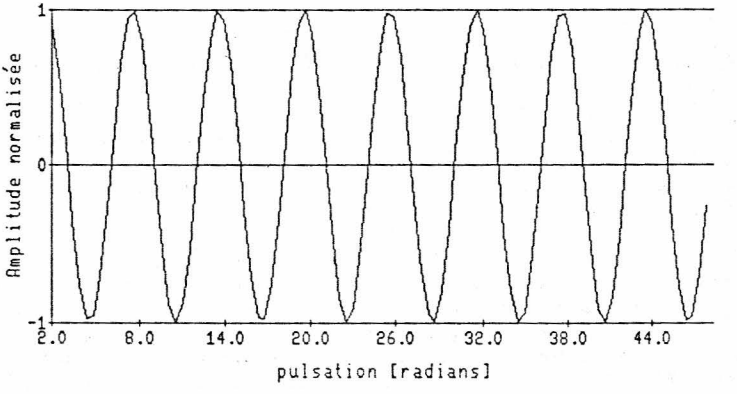
Un amplificateur accordé est un amplificateur suivi et/ou précédé d'un circuit oscillant accordé, destiné à le faire amplifier une fréquence plutôt qu'une autre.

Si l'on prélève une partie du signal de sortie et qu'on le réinjecte à l'entrée de façon à ce qu'une fois amplifiée, cette partie du signal 'aide' le signal de sortie, nous allons produire une oscillation entretenue.

On peut encore expliquer ce phénomène de la façon suivante : soit un circuit oscillant parallèle que l'on excite au moyen d'une impulsion électrique, nous obtiendrons naturellement ce qui s'appelle une oscillation amortie.



Une telle oscillation perd peu à peu de son énergie initiale à chaque cycle. Si nous pouvions compenser cette perte d'énergie à chaque cycle, nous aurions une oscillation entretenue, et c'est exactement le rôle de l'amplificateur dont nous parlions au paragraphe précédent.



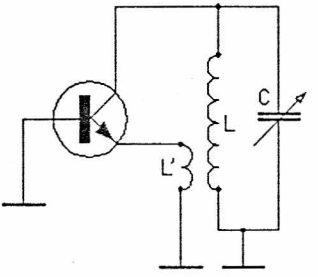
19.2.3 Types d'oscillateurs HF

Il existe différentes manières de prélever une partie du signal et de le réinjecter en phase pour entretenir l'oscillation. Ces différents circuits portent généralement le nom de leur inventeur. Nous ne présenterons que les principaux, facilement reconnaissables. Ces oscillateurs utilisent un circuit LC pour définir la fréquence d'oscillation, ils portent donc le nom générique d'oscillateurs LC.

La fréquence d'un oscillateur peut être maintenue beaucoup plus précisément au moyen d'un cristal de quartz correctement taillé, ces oscillateurs sont appelés oscillateurs à quartz. Nous en parlerons après les oscillateurs LC.

19.2.4 Oscillateur Armstrong

Ce type d'oscillateur est très utilisé dans les récepteurs ne demandant pas une très grande stabilité. Cela signifie en fait qu'on ne le rencontrera presque jamais en radio-amateurisme, mais c'est le genre d'oscillateur qui équipe la plupart des récepteurs de radiodiffusion.



Il est présenté ici car il est d'un principe fort simple à comprendre et servira bien à introduire le principe des oscillateurs.

Afin de ne pas alourdir le schéma, tous les composants servant uniquement à la polarisation du transistor ont été supprimés, et seuls les éléments importants de l'oscillateur subsistent.

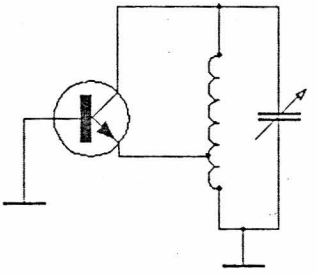
Nous remarquons qu'il s'agit là d'un montage en base commune, mais il aurait aussi bien pu être en collecteur ou émetteur commun.

Le signal de sortie de l'amplificateur en base commune se trouve sur le collecteur et alimente donc le circuit oscillant LC. Remarquons au passage que le condensateur est un condensateur variable permettant de faire varier la fréquence produite par l'oscillateur.

Admettons que le circuit LC soit le siège d'une oscillation. Une tension sera donc induite dans la bobine L' qui forme un transformateur (abaisseur de tension) avec la bobine L du circuit oscillant. Cette tension induite est injectée à l'entrée de l'amplificateur (l'émetteur dans le montage à base commune), et réintroduite amplifiée dans le circuit LC. Cette action va ainsi entretenir l'oscillation.

19.2.5 Oscillateur Hartley

Ici encore, il s'agit d'un montage en base commune, et les éléments nécessaires à la polarisation du montage ont été omis.

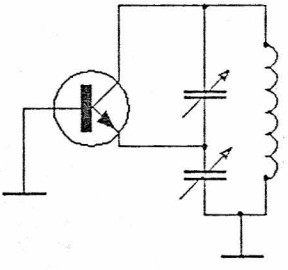


Ce montage est très similaire au montage précédent, la seule différence étant qu'au lieu de conformer le circuit oscillant comme un transformateur, ce dernier est un autotransformateur. Le fonctionnement en est donc très semblable.

L'oscillateur Hartley est aussi beaucoup utilisé pour les récepteurs de radiodiffusion, au même titre que l'oscillateur Armstrong.

19.2.6 Oscillateur Colpitts

Comme pour les autres oscillateurs, le principe en est de prélever une partie du signal de sortie et de le réinjecter à l'entrée d'un amplificateur; mais cette fois-ci, au lieu d'effectuer le prélèvement du signal au moyen d'un transformateur ou d'un autotransformateur, on le fait par un diviseur capacitif. Le raisonnement est le suivant : si l'on remplace le condensateur C du circuit oscillant parallèle LC par deux condensateurs en série, convenablement choisis, la tension entre ces deux condensateurs peut être utilisée pour entretenir l'oscillation par réinjection à l'entrée de l'amplificateur. La tension entre ces deux condensateurs dépend du rapport de leurs impédances à la fréquence d'oscillation du circuit.

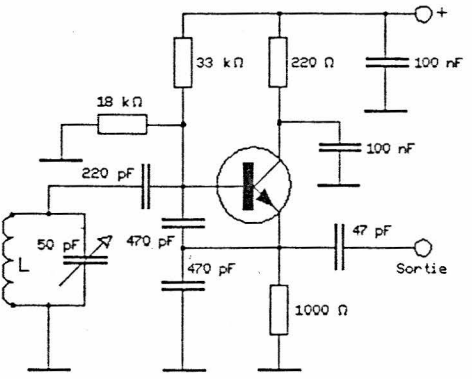


La fréquence de ce type d'oscillateur peut être variée au moyen de la bobine (noyau plongeur) ou de l'un des condensateurs (variable).

Ce circuit est l'un des plus utilisés en radio-amateurisme, car il présente de bonnes caractéristiques de stabilité.

La figure suivante représente un oscillateur Colpitts pratique typique, utilisant un transistor.

Il s'agit ici d'un montage en collecteur commun, et la sortie se fait donc sur l'émetteur. Nous remarquons qu'il s'agit d'un montage en collecteur commun car ce dernier est découplé par un condensateur de 100 nF.



La base est polarisée par les résistances de 18 et 33 kΩ, et la sortie se fait sur l'émetteur aux bornes d'une résistance de 1000 Ω.

Le circuit oscillant accordé se trouve dans la base; il est composé de la bobine L et de la combinaison de 2 fois 470 pF et de 220 pF en série, le tout en parallèle sur un condensateur variable de 47 pF servant à sélectionner la fréquence exacte d'oscillation.

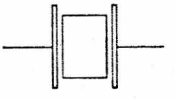
Le diviseur est composé des deux condensateurs de 470 pF en série. Le condensateur de 220 pF entre la base et le circuit oscillant sert à empêcher que la bobine ne court-circuite la polarisation de base à la masse, il s'agit donc d'un condensateur de liaison.

19.2.7 Oscillateurs à quartz

Quand il s'agit d'obtenir une grande stabilité, pour un oscillateur sur une fréquence fixe, on fait appel à un oscillateur à quartz.

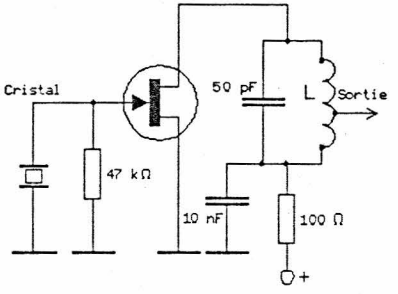
Un quartz oscillant est une petite lamelle (quelquefois un batonnet) de quartz, taillé avec une grande précision, et sur les faces de laquelle sont connectés deux fils (par l'intermédiaire d'un dépôt métallique). Nous n'allons pas entrer dans le détail de fonctionnement d'un tel élément, mais il suffit de savoir qu'il se comporte comme un circuit oscillant LC dont le facteur de qualité (Q) serait très élevé.

Il est dès lors aisé de concevoir qu'il suffise de remplacer le circuit LC par un quartz pour obtenir une oscillation très stable. Dans la pratique, il est souvent utile que l'oscillateur comporte un circuit LC.

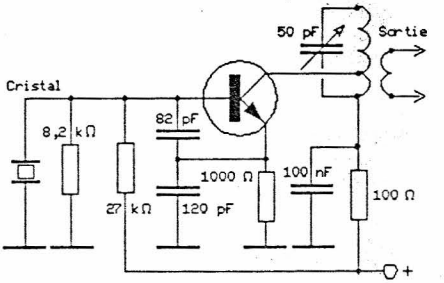


Symbole d'un quartz

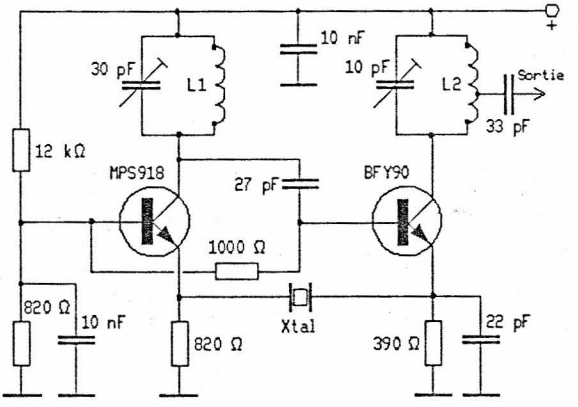
Les figures suivantes représentent quelques configurations d'oscillateurs à quartz.



Oscillateur à FET à drain accordé



Oscillateur type Colpitts



Oscillateur à quartz de type Butler

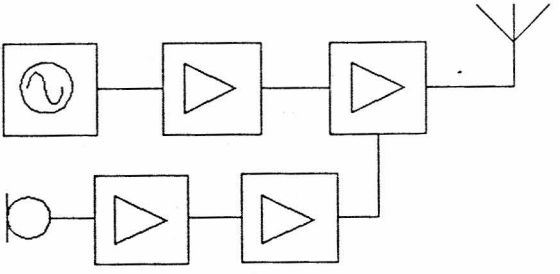
Parmi la grande variété d'oscillateurs existants, il y en a qui sont commandés en fréquence, comme nous le verrons pour les modulateurs FM, et d'autres qui peuvent fournir une multitude de fréquences différentes mais bien définies à partir d'un ou plusieurs quartz : ce sont les synthétiseurs. Nous en parlerons plus loin dans ce cours après l'étude des mélangeurs (mixers) et des changeurs de fréquence.

19.3 MODULATEURS

Comme nous l'avons dit au chapitre précédent, les modulateurs sont des circuits qui servent à 'insérer' un signal de basse fréquence (BF) dans un signal de haute fréquence (HF) pour qu'il puisse être émis.

19.3.1 Modulateur AM

On ne peut pas étudier un modulateur AM conventionnel sans décrire également tout l'émetteur. Voici donc le schéma bloc d'un émetteur AM que nous allons commenter.



Commençons par la chaîne du haut qui montre un oscillateur à la fréquence sur laquelle nous voulons émettre, suivi d'un certain nombre d'étages d'amplification pour amener ce signal au niveau désiré, dans notre cas deux étages.

La chaîne du bas montre un microphone destiné à transformer les signaux acoustiques (parole) en signaux électriques, suivi aussi de deux étages d'amplification.

A ce niveau, les deux chaînes sont connectées de façon à ce que l'étage HF soit alimenté à travers l'étage BF : la BF contrôle l'amplification du dernier étage de la chaîne HF. De cette façon, une modulation d'amplitude a bien lieu. Précisons que pour moduler en amplitude un signal HF selon cette méthode, il faut une puissance BF d'à peu près la moitié de la puissance HF à moduler.

Les formules permettant de calculer le taux de modulation en AM sont les suivantes :

$$\text{Taux}\ (\%) = (Ubf/Uhf).100$$

ou $$\text{Taux}\ (\%) = \frac{(\hat{U} - \check{U})}{(\hat{U} + \check{U})}.100$$

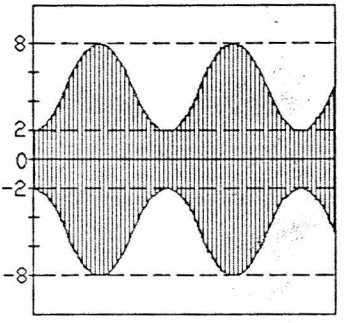
où $\hat{U}$ est la tension de crête du signal modulé, et $\check{U}$ est la tension de creux du signal modulé.

Il n'est utile de connaître que l'une de ces formules par coeur, celle dont l'utilisation vous est la plus évidente. Voici un exemple :

Un signal AM est affiché sur un oscilloscope (figure page suivante - axe vertical gradué en volts). Quel est le taux de modulation ?

On remarque que l'amplitude du signal BF est de :

8 - 2 = 6 V crête à crête



Alors que l'amplitude du signal HF est la moyenne de ce que l'on voit sur le dessin, c'est-à-dire l'amplitude qu'avait le signal HF avant modulation, dans notre cas 10 V crête à crête.

Taux = 6/10 = 0,6 ou 60 %

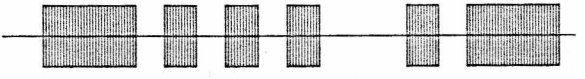
Autre méthode :

$$\text{Taux} = (\hat{U} - \check{U})/(\hat{U} + \check{U})$$
$$= (8 - 2)/(8 + 2)$$
$$= 6/10 = 0,6 \text{ ou } 60\ \%$$

19.3.2 Télégraphie

Si la modulation est le fait de transmettre une information au moyen d'un signal HF, alors la télégraphie (CW) est une forme de modulation; c'est même une forme de modulation similaire à l'AM du point de vue de son obtention.

La figure ci-dessous représente l'émission des lettres 'ba' en télégraphie, c'est-à-dire un trait et 3 points pour la lettre 'b' et un point et un trait pour la lettre 'a'.



On voit que chaque élément (trait ou point) est représenté par une présence de la porteuse, et chaque espace est une absence totale d'émission. Il s'agit donc bien d'une forme d'émission en AM, toujours modulée à 100 %. Cependant, comme nous l'avons vu, le spectre est généralement plus étroit (§ 18.6.2).

Pour créer un tel signal, il suffirait d'enclencher l'oscillateur (produisant la fréquence d'émission) pour chaque point ou trait, mais pour différentes raisons techniques, ce n'est pas possible; un oscillateur a besoin d'une période 'd'échauffement' pour se stabiliser, et de plus il lui faut un temps de démarrage non négligeable.

Une bien meilleure méthode consiste à 'bloquer' l'amplificateur final ou l'un des étages précédents, lors des espaces dans l'émission, en modifiant sa polarisation de façon à ce qu'il ne produise aucun signal.

Dans les transceivers modernes, c'est cette dernière méthode qui est adoptée, et l'un des étages suivant l'oscillateur est commandé par le manipulateur.

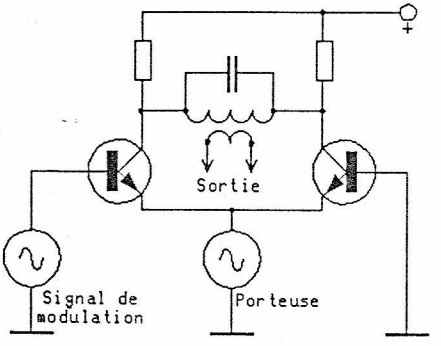
19.3.3 BLU (SSB)

La BLU est une forme de modulation d'amplitude du point de vue spectral, mais la façon de la produire, en pratique, est passablement différente de l'AM conventionnelle.

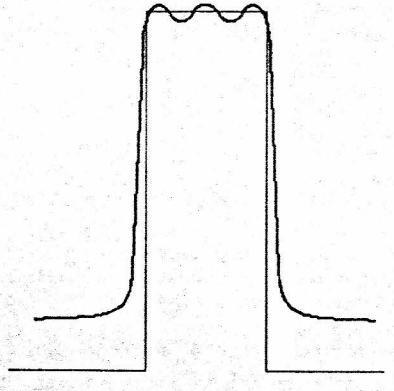
Nous savons que pour produire la BLU, il faut supprimer la porteuse et l'une des bandes latérales. Ces opérations seront généralement effectuées en deux étapes. Premièrement, un modulateur équilibré ou modulateur symétrique (balanced modulator en anglais) produira un signal en DSB (double bande latérale porteuse supprimée), ensuite, un filtre permettra de ne laisser passer que la bande latérale désirée.

Un modulateur équilibré est un circuit symétrique, dans lequel le processus de modulation a lieu, mais où la porteuse est aussi supprimée grâce à la symétrie du circuit.

La figure ci-contre représente le schéma de principe simplifié d'un modulateur équilibré. On peut voir que la porteuse alimente les deux émetteurs dans les mêmes proportions; cependant la façon de brancher le transformateur de sortie met ces signaux en opposition de phase dans ce transformateur et par conséquent, ils s'annulent. Seuls les deux bandes latérales se retrouvent dans le signal de sortie.



Il ne reste plus maintenant qu'à éliminer la bande latérale non désirée, et cette opération est effectuée à l'aide d'un filtre à quartz.



Un quartz, comme nous l'avons vu précédemment (§ 19.2.7) est assimilable à un circuit oscillant parallèle ayant un très haut Q (facteur de qualité). Un filtre à quartz est essentiellement le montage en cascade de plusieurs quartz, de façon à obtenir la bande passante désirée, idéalement avec des flancs verticaux, un dessus plat et de la largeur voulue.

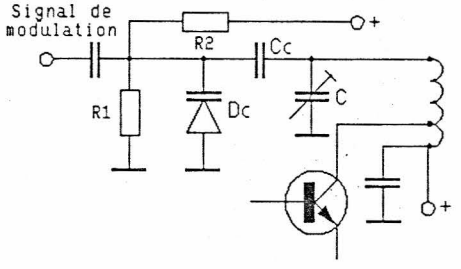
La figure ci-contre représente la courbe de réponse idéale d'un filtre et la courbe plus réaliste d'un filtre à quartz de bonne qualité. Précisons encore que les filtres à quartz ont d'autres applications en radiocommunication.

On se sert donc pour laisser passer la bande latérale désirée d'un filtre à quartz de largeur convenable, c'est-à-dire en général 2,7 kHz. Il ne reste plus ensuite qu'à amplifier le signal BLU ainsi obtenu jusqu'au niveau convenable pour l'émission.

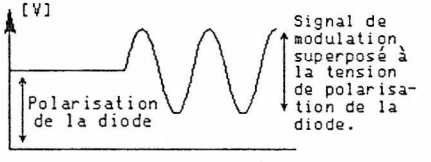
Il existe d'autres méthodes pour produire un signal BLU, mais elles sont passablement plus complexes, et celle décrite ci-dessus est celle qui est adoptée dans la grande majorité des transceivers modernes.

19.3.4 FM

Si nous pouvions faire varier l'inductance de la bobine ou la capacité du circuit oscillant d'un oscillateur en fonction du signal de modulation de basse fréquence, nous obtiendrions un signal modulé en fréquence.



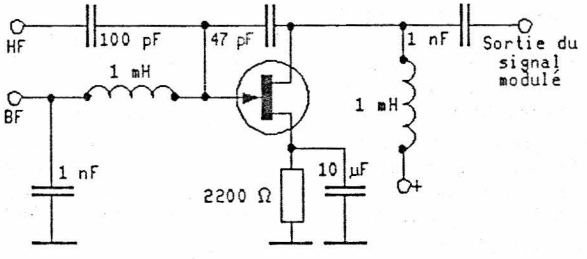
Une méthode communément utilisée est de faire varier la capacité de ce circuit oscillant au rythme de la modulation. Cette opération s'effectue au moyen d'une diode varicap, c'est-à-dire une diode dont la capacité varie en fonction de la tension inverse qui est à ses bornes (§ 15.1.6). Considérons le circuit suivant :



Le circuit oscillant qui détermine la fréquence de cet oscillateur est composé de L et de C en parallèle avec le groupement Cc et Dc.

Les résistances R1 et R2 servent à polariser la diode en inverse, et la tension de modulation vient se superposer à cette tension continue, de façon à faire varier la capacité de la diode.

Il existe un autre circuit très utilisé pour produire la modulation de fréquence (en réalité la modulation de phase), il s'agit du modulateur de phase dont le circuit est représenté ci-après. Nous n'expliquerons pas son fonctionnement en détail, le principe en étant de faire varier la phase du signal par un circuit RC dont la résistance varie au rythme de la modulation, la résistance variable étant simulée par un élément actif, tel un FET.



19.4 RÉSUMÉ

Pour ce chapitre, nous ne donnerons pas de problèmes ou de questions, mais plutôt un résumé des points importants traités, qui représente le minimum qui doit en être retenu.

- On représente souvent les schémas électroniques sous une forme simplifiée, à l'aide de carrés représentant un étage ou un groupe d'étages. On appelle de tels schémas 'schémas blocs'.

- Un oscillateur est en fait un amplificateur accordé dans lequel une partie du signal de sortie est injectée en phase à l'entrée.

- Parmi les différentes sortes d'oscillateurs, il est important de reconnaître les suivants :

  - Oscillateur Armstrong : utilise 2 bobines couplées.

  - Oscillateur Hartley : utilise un diviseur inductif. (bobine avec prise)

  - Oscillateur Colpitts : utilise un diviseur capacitif.

  - Oscillateurs à quartz : il existe plusieurs montages, mais tous utilisent un quartz pour déterminer la fréquence d'oscillation.

- La modulation AM s'effectue en général au niveau de l'étage final. L'AM a un spectre relativement large et oblige l'émetteur à avoir un rendement faible, c'est pourquoi on lui préfère la BLU pour les radiocommunications.

- La CW est une forme de modulation par tout ou rien. On ne manipule jamais l'oscillateur, mais en général l'un des étages subséquents. Sa largeur de bande est très faible. La CW nécessite l'apprentissage d'un code et ne permet normalement pas de communiquer avec une grande rapidité, par contre, elle permet encore de communiquer dans de très mauvaises conditions.

- La BLU (SSB) est une forme d'AM, où la porteuse et l'une des bandes latérales ont été supprimées. C'est un moyen de communication relativement efficace du point de vue de la largeur de spectre utilisée et du rendement de l'émetteur. La bande latérale non utilisée est éliminée à l'aide d'un filtre à quartz et la porteuse est éliminée directement, lors du processus de modulation, à l'aide d'un modulateur symétrique.

- La FM consiste à faire varier la fréquence de la porteuse autour de sa fréquence de repos au rythme de la modulation. En radiocommunication, on utilise généralement la FM à bande étroite (NBFM) avec une largeur totale de bande de l'ordre de 10 à 15 kHz. Pour produire la FM, on utilise soit un circuit comportant une diode à capacité variable (varicap), soit un modulateur de phase. La modulation de phase (PM) est très similaire à la FM.

CHAPITRE **20**

Émetteurs

Nous pouvons enfin aborder l'étude des émetteurs, nous allons voir ce qu'ils sont et comment ils fonctionnent; puis, nous aborderons quelques aspects plus spécifiques dans le chapitre suivant.

20.1 ÉLÉMENTS COMMUNS

Nous allons commencer par énoncer les éléments communs à tous les genres d'émetteurs; puis nous analyserons les particularités des émetteurs pour chaque mode d'émission.

20.1.1 Partie BF

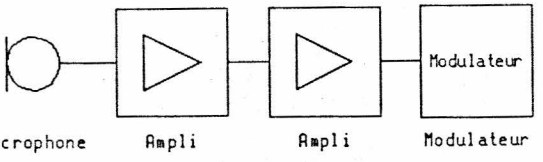
Tous les émetteurs ont une partie basse fréquence, à l'exception des émetteurs ne servant que pour la télégraphie.

La partie BF commence au microphone et se termine au modulateur. Dans le cas d'un émetteur AM, la puissance requise de l'amplificateur BF peut être considérable, alors que dans le cas d'un émetteur FM, il suffit d'obtenir une tension suffisante pour commander la diode varicap, mais aucune puissance n'est requise.

Rappelons que la puissance est définie comme le produit (multiplication) de la tension et du courant, et que la diode varicap étant polarisée en inverse, aucun courant ne la traverse, la puissance requise est donc nulle.

La source de basse fréquence peut être un microphone (cas de la parole) ou une autre source de basse fréquence suivant le cas.

Il nous faudra ensuite quelques étages d'amplification afin d'obtenir le niveau de tension ou de puissance désiré, et enfin, nous trouverons l'étage de modulation.

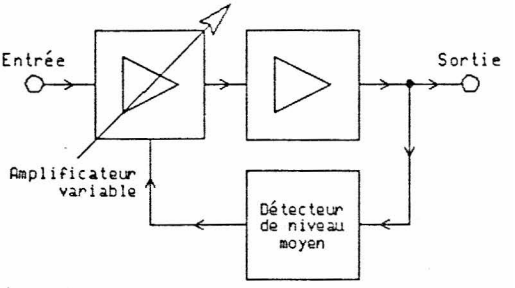


Pour la BLU, il ne faut généralement qu'une puissance très faible, similaire au cas de la FM, et la partie BF d'un émetteur BLU sera par conséquent identique à celle d'un émetteur FM. On trouve d'ailleurs dans le commerce des émetteurs FM/BLU dont la partie BF est commune.

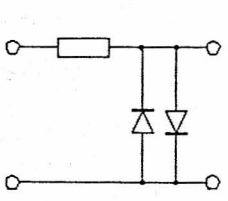
20.1.2 Compresseurs et limiteurs

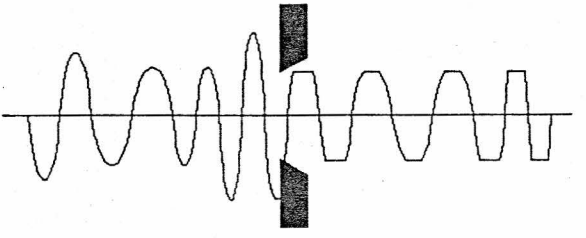
Il s'agit là de circuits typiques des amplificateurs BF destinés à des émetteurs. Leur rôle est de maintenir constant le niveau de la BF, de façon à ne pas surmoduler, c'est-à-dire moduler au delà de 100 %.

La figure ci-contre représente la schéma bloc d'un compresseur de modulation. Nous voyons que le signal d'entrée est amplifié par un amplificateur à gain variable, contrôlé par un signal issu de la sortie de l'amplificateur. Si le niveau de sortie a tendance à augmenter, le gain de l'amplificateur variable a tendance à diminuer, ce qui garde bien le niveau de sortie constant.



Les limiteurs, quelquefois aussi appelés écrêteurs, sont une forme de circuits nettement moins complexes et de qualité moindre que les compresseurs. Un compresseur n'introduit virtuellement pas de distorsion du signal d'entrée, alors qu'un limiteur 'coupe' tout ce qui dépasse un certain gabarit.





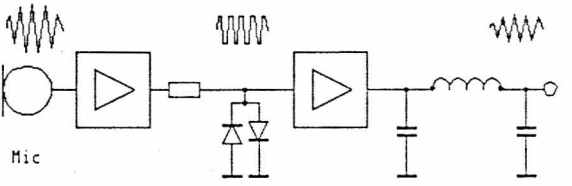
La manière la plus commune d'effectuer cette opération est par un montage à l'aide de diodes comme représenté ci-dessus.

Cependant, le signal écrêté n'est pas utilisable tel quel; à cause de la distorsion causée par l'écrêteur, un tel signal serait difficile à comprendre.

Comme nous le voyons sur le dessin ci-dessus, notre signal n'est plus composé de segments de sinusoïdes mais essentiellement de signaux carrés. Or, si nous nous référons au paragraphe 9.2.4, nous pouvons affirmer que ces signaux carrés ne sont autres que des signaux sinusoïdaux additionnés d'harmoniques.

Si nous filtrons ces harmoniques (qui sont des signaux de fréquences supérieures au signal original) à l'aide d'un filtre passe-bas convenablement dimensionné, nous pouvons retrouver le signal original, mais d'amplitude constante.

La figure suivante représente le schéma bloc d'un limiteur.



20.1.3 Mixers (mélangeurs)

Un mixer (qui est un terme anglais signifiant mélangeur) est un circuit destiné à mélanger deux fréquences de telle façon qu'à sa sortie, on trouve entre autres, la somme et la différence de ces deux fréquences. Par exemple, si à l'entrée d'un mixer on présente les fréquences f1 et f2, on trouvera à la sortie (à part f1 et f2 dans des proportions variables) :

f1 + f2 et f1 - f2

Mais aussi dans de moindre proportions :

2f1 + f2	et	2f1 - f2
f1 + 2f2	et	f1 - 2f2
3f1 + f2	et	3f1 - f2
3f1 + 2f2	et	3f1 - 2f2
3f1 + 3f2	et	3f1 - 3f2

etc.

En général, on ne s'intéresse qu'à f1 + f2 ou f1 - f2.

La fréquence que l'on désire retenir à la sortie du mixer est filtrée à l'aide d'un filtre adéquat. Par exemple : on dispose d'un quartz de 14 MHz et d'un autre de 4 MHz. Si l'on construit deux oscillateurs avec ces quartz, quelles fréquences peut-on obtenir à l'aide d'un mixer donnant la somme et différence des deux fréquences d'entrées ?

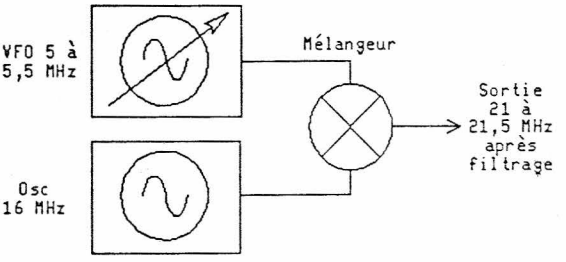
14 + 4 = 18 MHz et 14 - 4 = 10 MHz

La fréquence qui correspond à f1 - f2 est souvent appelée fréquence de battement (beat frequency). Imaginons deux signaux de haute fréquence (donc inaudibles) de 9 MHz et de 9,001 MHz. Nous constatons qu'ils diffèrent de 1 kHz, ce qui correspond à une fréquence audible. Si nous appliquons ces deux signaux à l'entrée d'un mixer, et que nous considérons la fréquence de battement à la sortie du mixer, nous trouverons 1 kHz, qui est bien une fréquence audible.

20.1.4 VFO (Variable Frequency Oscillator)

Ce terme vient de l'anglais et signifie oscillateur à fréquence variable. Il s'agit en fait d'un oscillateur très stable, souvent de type Colpitts, équipé d'un condensateur variable pour que sa fréquence puisse être contrôlée par l'utilisateur.

Un VFO opère rarement à la fréquence d'émission de l'émetteur auquel il est destiné, en général il produit l'une des fréquences servant à alimenter un mixer. L'autre fréquence à l'entrée du mixer détermine la fréquence de sortie du circuit.



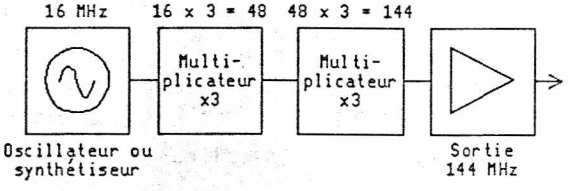
20.1.5 Synthétiseurs

Un synthétiseur est un ensemble électronique assez complexe permettant de produire plusieurs fréquences à partir d'un ou plusieurs quartz. Son fonctionnement fait appel a des techniques digitales (numériques) qui sont hors du domaine de ce cours. Un synthétiseur est décrit plus en détail en appendice, à la fin de ce chapitre.

20.1.6 Multiplicateurs de fréquence

Supposons que nous désirions obtenir une fréquence de 144 MHz pour un émetteur. Il est difficile et cher d'obtenir un quartz de cette fréquence, par contre, il est courant de trouver des quartz de 16 MHz. Or il est possible par des circuits électroniques appropriés de multiplier une fréquence par 2, 3, 4, 5, 6, ou 7 et même plus.

Imaginons donc le circuit suivant :



Nous avons un oscillateur piloté par quartz à la fréquence de 16 MHz. Cet étage est suivi d'un multiplicateur par 3, ce qui permet d'obtenir la fréquence de 48 MHz. Ce multiplicateur est lui-même suivi d'un autre multiplicateur par 3, ce qui nous permet enfin d'obtenir les 144 MHz requis.

Cette technique est très utilisée pour obtenir des fréquences supérieures à 100 MHz, les quartz pour les fréquences supérieures étant chers et relativement difficiles à mettre en oeuvre.

20.2 ÉMETTEURS AM

20.2.1 Principe

Nous avons vu le schéma bloc d'un émetteur AM lors de l'étude des circuits de modulation (§ 19.3.1). Il est possible en fait de moduler un émetteur AM avant l'étage final HF, ce qui a l'avantage de ne pas nécessiter une grande puissance BF, mais cette méthode est rarement adoptée car elle cause des problèmes au niveau des amplificateurs HF de puissance (étages finaux).

20.2.2 Utilisation

L'AM n'est quasiment plus utilisée en radiocommunications. On la trouve encore en CB (principalement aux USA) et surtout en radiodiffusion car elle simplifie considérablement la réalisation des récepteurs ainsi que leur utilisation par l'usager.

Comme nous l'avons dit lors de l'étude de la modulation (§ 18.3.2), l'AM est un moyen d'émission qui n'est pas très efficace, aussi bien du point de vue du spectre d'émission que du point de vue du rendement de l'étage final.

20.2.3 Particularités

Le seul paramètre qu'il est important de contrôler dans un émetteur AM est le taux de modulation. Dans la plupart des cas, les émetteurs AM sont équipés de contrôles automatiques de gain BF (compresseurs) ou de voyants permettant d'apprécier le niveau de modulation (oscilloscope, modulomètre). Rappelons que le taux de modulation ne doit en aucun cas dépasser 100 %.

20.3 ÉMETTEURS DE TÉLÉGRAPHIE (CW)

20.3.1 Principe

Un émetteur de télégraphie est simplement constitué d'une source stable de fréquence, que l'on peut commander au moyen d'un manipulateur.

Si l'émetteur est destiné à fonctionner sur une ou plusieurs fréquences bien définies, il sera piloté par un oscillateur à quartz; dans le cas contraire on aura, soit un VFO, soit un synthétiseur.

Le manipulateur sera branché après cette source de fréquence, et enfin on trouvera quelques étages d'amplification jusqu'à la puissance désirée.

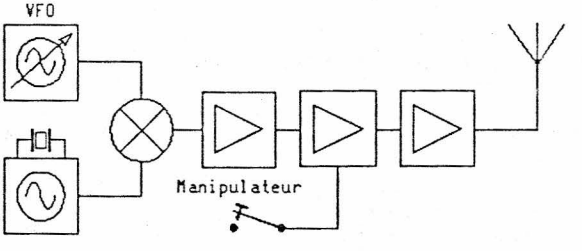


Schéma bloc d'un émetteur de télégraphie

Dans les émetteurs à tubes, il était fréquent de monter le manipulateur plus près de l'étage final, et même de manipuler l'étage final lui-même.

Le rendement des émetteurs de télégraphie est bon puisque toute la puissance de l'émetteur sert à l'émission du signal utile, soit l'émetteur produit un signal égal à sa puissance nominale, soit il ne produit rien.

20.3.2 Utilisation

On se sert pour la manipulation, soit d'un manipulateur conventionnel, soit d'un manipulateur automatique mécanique (Bug), soit d'un manipulateur électronique.

Un manipulateur mécanique est un simple interrupteur qui se ferme si l'on appuie sur un levier. Il est relativement difficile de bien manipuler avec un tel manipulateur, néanmoins cela est requis des candidats radiotélégraphistes, et peut être obtenu avec de la pratique.

Les manipulateurs automatiques mécaniques sont équipés d'un système de masse vibrante qui permet de produire les points avec un bon rythme, il convient cependant de faire attention aux traits (qui doivent être faits manuellement) que certains opérateurs ont tendance à faire trop longs avec ce genre d'appareil. Certains amateurs considèrent que de manipuler hors de la norme (traits trop longs par exemple) constitue un 'accent' ou une 'signature personnelle', en fait, cela rend le décodage difficile pour les débutants ainsi que pour les machines (décodeur à microprocesseur par exemple) et devrait donc être évité.

Enfin, il existe plusieurs sortes de manipulateurs automatiques électroniques : d'une part, les manipulateurs à deux contacts latéraux dont l'un produit (électroniquement) les points alors que l'autre produit les traits, d'autre part, les claviers qui permettent de produire des signaux morse au moyen d'un clavier similaire à celui d'une machine à écrire (souvent, un ordinateur personnel est utilisé à cette fin).

Les manipulateurs à deux contacts latéraux, aussi appelés paddles (de l'anglais pour palette - à cause de la forme des leviers de manipulation) sont très appréciés des amateurs, car ils permettent de produire des signaux de bonne qualité, mais autorisent toutefois une plus grande interaction de l'utilisateur que les claviers par exemple. Certains de ces paddles fonctionnent selon un mode appelé iambique, permettant, si l'on ferme les deux contacts simultanément, d'envoyer une alternance de points et de traits. Cette façon de manipuler demande un certain entraînement, mais permet d'envoyer du morse à grande vitesse avec un minimum d'efforts et de fatigue.

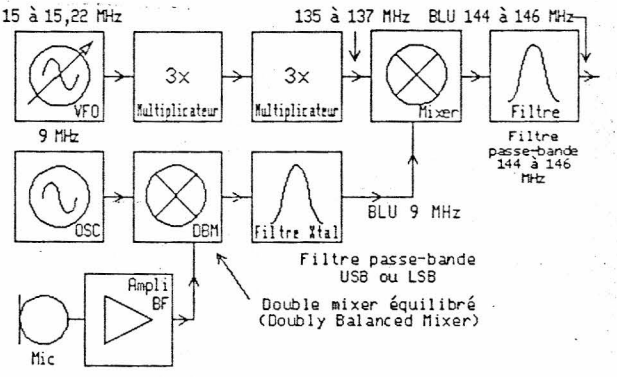
Les émetteurs de télégraphie sont simples à fabriquer par l'amateur et permettent de communiquer à longue distance là où les autres modes d'émission ne passent plus. Les progrès récents en RTTY (AMTOR, Packet) donnent la possibilité de communications sûres avec de très faibles signaux, mais sont d'une complexité sans mesure avec celle d'un appareil de télégraphie.

20.4 ÉMETTEURS EN BLU

Les émetteurs BLU étant les plus courants et les plus complexes du domaine amateur, c'est à leur sujet que nous consacrerons le plus de temps.

20.4.1 Principe

Commençons par le schéma bloc d'un émetteur de BLU :



Générateur / Modulateur BLU (SSB)

Examinons tout d'abord la chaîne du haut. Nous avons affaire à un VFO dont la fréquence peut varier entre 15 et 15,222 MHz (dans la pratique, il s'agira plus vraisemblablement d'un synthétiseur). Cette fréquence est multipliée deux fois par trois pour une multiplication totale par 9.

15.9 = 135 et 15,222.9 = 136,998 soit à peu près 137 MHz

Vient ensuite un mixer dont l'un des signaux d'entrée est notre signal de 135 à 137 MHz, alors que l'autre est un signal modulé en BLU de 9 MHz.

Les fréquences de sortie principales du mixer sont donc :

135 à 137 + 9 = 144 à 146 MHz et 135 à 137 - 9 = 126 à 128 MHz

L'étage suivant est un filtre destiné à sélectionner l'une ou l'autre de ces bandes de fréquences, ici nous ne gardons que la bande de 144 à 146 MHz.

A ce stade, nous avons donc un signal BLU pour la bande amateur des deux mètres, prêt à être amplifié pour l'émission, mais il nous reste encore à examiner la production du signal en BLU de 9 MHz appliqué au mixer.

Nous avons vu que pour créer un signal BLU, on passait par l'intermédiaire d'un mixer équilibré destiné à produire un signal en DSB à porteuse supprimée (§ 19.3.3). C'est donc ce qui a été représenté ici. Un oscillateur piloté par quartz sur 9 MHz alimente un mixer équilibré. Sur l'autre entrée de ce mixer se trouve le signal BF provenant du microphone, après amplification et éventuellement compression.

A la sortie du mixer, nous avons donc un signal en double bande latérale (DSB) sans porteuse, cette dernière étant éliminée dans le mixer. Il ne reste plus, à l'aide d'un filtre approprié, qu'à supprimer la bande latérale non désirée, pour obtenir un signal en BLU bien conditionné.

Dans la pratique, il n'en ira pas tout à fait aussi simplement.

D'une part, on n'utiliserait pas un VFO à cet endroit, car la moindre dérive de fréquence serait multipliée par 9. On utiliserait à la place un oscillateur fixe qui lui serait mélangé avec le VFO afin de minimiser la dérive.

D'autre part, si l'on désire émettre aussi bien en USB (bande latérale supérieure) qu'en LSB (bande latérale inférieure), il faudrait deux filtres à quartz, ce qui serait une solution onéreuse, sans parler des difficultés de commutation. En général, on préfère décaler la fréquence de l'oscillateur fonctionnant sur 9 MHz afin que la bande latérale désirée 'tombe' dans la bande passante du filtre.

Précisons enfin que les valeurs choisies pour cet exemple, si elles sont typiques, ne sont pas une règle, et que bien d'autres possibilités existent pour créer un signal BLU sur 144 MHz.

Dans le cas d'un émetteur BLU multibandes (par exemple couvrant toutes les bandes amateurs décamétriques), la génération du signal BLU se fait comme expliqué ci-dessus, et ce signal est simplement mélangé à diverses fréquences fixes, de façon à produire les signaux désirés. Par exemple :

Soit un signal BLU de 9 MHz, comme précedemment, que l'on désire émettre sur les fréquences de 3,5; 7; 10,1; 14; 18,8; 21; ou 28 MHz; on procédera de la façon suivante :

```
9 -  5,5 =  3,5
9 -  2   =  7
9 +  1,1 = 10,1
9 +  5   = 14
9 +  9,8 = 18,8
9 + 12   = 21
9 + 19   = 28
```

Il s'agit là d'une forme simplifiée de synthèse de fréquence, et bien d'autres arrangements sont possibles et sont utilisés en pratique.

20.4.2 Utilisation

La BLU est très utilisée en radiocommunications, principalement parce qu'elle est efficace du point de vue spectral, mais aussi du point de vue du rendement de l'émetteur; en effet, seuls les signaux indispensables sont transmis, ce qui n'est pas le cas de l'AM conventionnelle.

La BLU est principalement utilisée pour les communications à moyenne ou longue distance aussi bien par les amateurs que pour les liaisons professionnelles.

20.4.3 Particularités

Comme pour l'AM conventionnelle, il est important de contrôler précisément le taux de modulation, de façon à ce que ce dernier n'excède jamais 100 %.

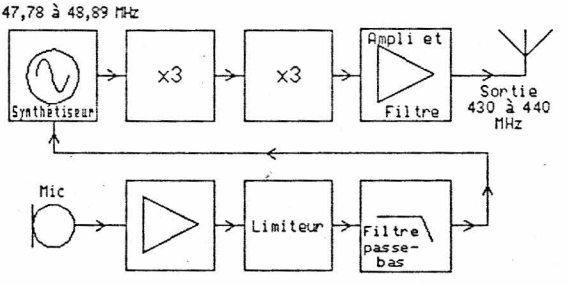
La BLU a encore un avantage décisif sur les bandes amateurs où l'espace est plutôt restreint et où beaucoup de signaux se chevauchent:

Quand les signaux AM étaient rois, les différentes porteuses interféraient les unes avec les autres, donnant lieu à des sifflements d'hétérodynage. L'hétérodynage est simplement le battement de deux fréquences, comme dans un mixer (mélangeur). Depuis l'avènement de la BLU, les porteuses étant supprimées, ces sifflements ont disparu, et l'état des bandes de téléphonie s'est bien amélioré.

20.5 ÉMETTEURS FM

20.5.1 Principe

Voici le schéma bloc d'un émetteur FM à bande étroite. Le principe y est de produire une oscillation dont la fréquence varie avec le niveau de la modulation, mais dont la fréquence moyenne reste constante. Nous avons vu que l'on peut effectuer cette opération au moyen d'une diode à capacité variable (varicap) montée dans le circuit résonnant de l'oscillateur.



Cet émetteur est destiné à travailler dans la bande des 430 à 440 MHz et se trouve piloté par un synthétiseur produisant des fréquences entre 47,778 et 48,888 MHz. Ces fréquences sont multipliées deux fois par 3, pour une multiplication totale par 9, ce qui donne une fréquence de sortie de :

47,778.9 = 430 MHz et 48,888.9 = 440 MHz

Le synthétiseur comporte un circuit avec une diode à capacité variable (varicap), et la BF est appliquée en ce point afin d'obtenir la déviation de fréquence requise. Précisons que grâce à la multiplication par 9 de la fréquence, il suffit de faire dévier la fréquence du synthétiseur de 1/9 de la déviation finale requise.

L'amplificateur BF devant le modulateur est un circuit classique, avec un limiteur suivi d'un filtre passe-bas comme expliqué plus haut (§ 20.1.2).

20.5.2 Utilisation

La NBFM est utilisée aussi bien par les amateurs que pour les communications professionnelles pour les liaisons à courtes ou à moyennes distances.

L'émetteur fonctionne toujours à plein rendement, un peu comme dans le cas de la télégraphie, et c'est donc un mode de communication efficace. Les appareils FM sont généralement d'une complexité moindre que les appareils en BLU. C'est le mode de modulation choisi pour la majorité des appareils portables et mobiles, ainsi que pour les répéteurs.

Les répéteurs sont des relais, placés en général sur une hauteur, constitués d'un récepteur et d'un réémetteur sur une fréquence un peu différente, destinés à faciliter les communications entre stations mobiles (en service amateur, émission à -600 kHz de la réception, pour l'utilisateur).

20.5.3 Particularités

Il importe aussi en FM de ne pas surmoduler, ce qui se traduit par une déviation excessive de la porteuse, et par conséquent, par une distorsion lors de la réception, le récepteur étant étudié pour une certaine déviation maximale (largeur de bande des filtres de moyenne fréquence).

20.6 APPENDICE. SYNTHÉTISEURS

Il n'est pas question d'étudier en détail toutes les sortes de synthétiseurs, ni même un type particulier, mais tout au plus de donner une idée générale sur leur fonctionnement.

A la base, un synthétiseur comporte un VCO, un diviseur programmable, une référence et un comparateur de phase. Examinons d'abord chacune de ces parties séparément.

Le VCO, de l'anglais Voltage Controlled Oscillator, c'est-à-dire oscillateur commandé par une tension, est un oscillateur qui fonctionne généralement sur la fréquence de sortie du synthétiseur, et dont la fréquence peut être variée, dans une certaine mesure, par l'intermédiaire d'une tension.

Le diviseur programmable est un circuit digital (numérique) qui est capable de diviser une fréquence par une certaine valeur.

Par exemple, une fréquence de 100 MHz divisée respectivement par 8, 9, 10, 11, et 12, donnerait les fréquences de sortie suivantes:

12,5 ; 11,111 ; 10 ; 9,09 ; et 8,333 MHz.

Dans le synthétiseur, le diviseur programmable est utilisé pour produire une fréquence constante, par exemple :

```
100 MHz  divisé par 50 = 2 MHz
102 MHz     "    "  51 = 2 MHz
104 MHz     "    "  52 = 2 MHz
...                  ...
136 MHz     "    "  68 = 2 MHz,  etc.
```

La référence est simplement un oscillateur piloté par quartz et donnant une fréquence stable utilisée comme référence par le synthétiseur. Généralement, la fréquence de la référence correspond à l'écart entre deux fréquences successives synthétisables.

Et finalement, le comparateur de phase est le coeur même du synthétiseur, c'est un circuit qui compare deux fréquences et fournit une tension d'erreur proportionnelle à l'écart entre ces deux fréquences. Par exemple, si f1 = f2, il donne 0 volts, mais si f1 < f2 , il donne une tension négative et si f1 > f2, il donne une tension positive.

Nous avons maintenant en main tous les éléments de notre synthétiseur.

Imaginons que nous désirions faire un synthétiseur capable de produire des fréquences entre 144 et 146 MHz par pas de 25 kHz. Nous savons déjà qu'il nous faudra une référence de 25 kHz. Cette référence pourrait être un oscillateur à quartz sur 25 kHz, mais comme cette valeur n'est pas courante, nous choisirons un quartz de 6,4 MHz dont nous diviserons la fréquence par 256 (un tel diviseur étant un élément très courant en technique digitale).

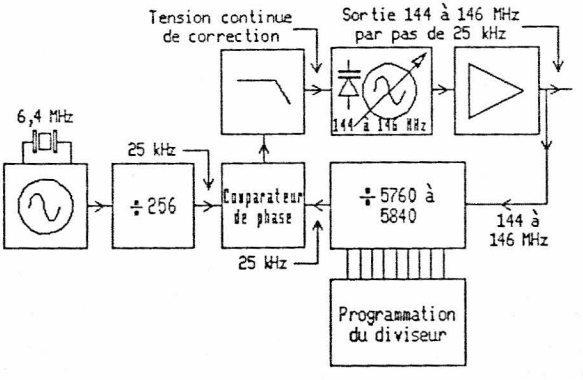
6,4 MHz = 6400 kHz et 6400 kHz/256 = 25 kHz

Il nous faut aussi un VCO capable d'osciller entre 144 et 146 MHz. Un tel oscillateur peut être un simple oscillateur avec une diode varicap dans son circuit oscillant; cette dernière changeant de capacité avec la tension à ses bornes, elle pourra changer la fréquence de notre oscillateur.

Nous n'entrerons pas dans le détail concernant le comparateur de phase, il en existe de divers types, mais les plus courants sont en technique digitale et sont disponibles sous la forme d'un circuit intégré.

Le diviseur programmable est un circuit intégré digital qui est, dans notre cas, capable de diviser par des valeurs comprises de 5760 et 5840. Le taux de division est programmé à l'aide de signaux binaires (digitaux), produits par des roues codeuses (sortes de commutateurs numérotés de 0 à 9) ou par un microprocesseur (microcomputeur digital).

Voici enfin le schéma bloc de notre synthétiseur :



Nous constatons qu'un tel montage a la forme d'une boucle, il s'agit d'un circuit dit PLL, de l'anglais (encore eux!) Phase Locked Loop, littéralement boucle verrouillée en phase. Cette dénomination fait allusion au comparateur de phase, qui fournit une tension d'erreur pour toute différence de fréquence (ou de phase), entre les signaux d'entrée.

L'oscillateur de référence fournit donc un signal stable de 25 kHz, qui alimente l'une des entrées du comparateur de phase; l'autre entrée du comparateur est alimentée depuis la sortie du diviseur programmable. Si la boucle est en équilibre, c'est-à-dire si elle est verrouillée en phase, la sortie du diviseur programmable est de 25 kHz. La tension d'erreur issue du comparateur de phase, et destinée à corriger le VCO, est nulle, aucune correction n'étant alors requise.

Admettons que nous soyons en train de synthétiser une fréquence de 145 MHz. Pour cette fréquence le taux de division du diviseur programmable est de :

145 000/25 = 5800

Si maintenant nous désirions synthétiser la fréquence immédiatement supérieure, c'est-à-dire 145,025 MHz, il nous faudrait augmenter de 1 le taux de division, en effet :

145 025/25 = 5801

Mais à l'instant où nous augmentons de 1 le taux de division, la fréquence synthétisée est encore de 145 MHz et la fréquence de sortie du diviseur programmable est de :

145 000/5801 = 24,9957 kHz

Le comparateur de phase va donc détecter cette différence par rapport à la référence de 25 kHz et corriger le VCO de façon à ce qu'il produise une fréquence telle que divisée par 5801, elle donne 25 kHz.

Cette fréquence est la fréquence désirée de 145,025 MHz. Il en ira de même pour toutes les fréquences comprises entre 144 et 146 MHz.

20.7 RÉSUMÉ

Comme pour le chapitre précédent, nous ne donnerons pas d'exercices, mais un résumé des points importants et qu'il faut absolument retenir :

- Un émetteur est généralement constitué d'une partie BF (à l'exception des émetteurs de télégraphie), d'un modulateur et d'une partie HF.

- La partie HF est constituée de la génération du signal HF (oscillateur, multiplicateurs) et d'un certain nombre d'étages d'amplification.

- Afin de contrôler le taux de modulation, on utilise des compresseurs de modulation ou des écrêteurs.

- Un mélangeur est un circuit électronique à la sortie duquel on trouve principalement la somme et la différence des deux signaux d'entrée.

- Un VFO est un oscillateur stable et réglable en fréquence.

- Enfin, il est important de pouvoir reproduire de tête le schéma bloc des différentes sortes d'émetteurs, ainsi que de la génération d'un signal BLU.

CHAPITRE **21**

Étage final

L'étage final d'un émetteur est celui qui fournit la puissance à l'antenne. En général, c'est la partie la plus robuste de l'émetteur, mais aussi celle qui est soumise aux contraintes les plus importantes, et de ce fait, celle qui semble la plus fragile. Ce chapitre est consacré à l'étude des différents aspects de l'étage final. Commençons par des considérations sur la linéarité.

21.1 CLASSES D'AMPLIFICATION

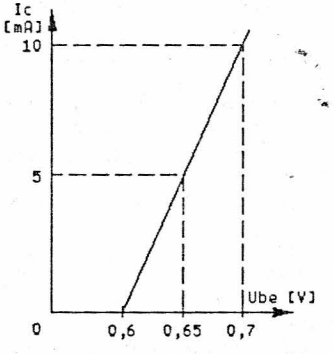
21.1.1 Linéarité

Commençons par définir ce qu'est la linéarité pour un amplificateur.

Un amplificateur, comme nous le savons, reçoit un signal à amplifier sur son entrée et le restitue amplifié sur sa sortie. Si tout était parfait, le signal de sortie serait un reflet fidèle, bien qu'amplifié, du signal d'entrée, mais dans la réalité, ce n'est jamais le cas. Il y a au mieux quelques petites différences, que l'on appelle distorsions. Ces distorsions sont causées par des non-linéarités dans l'amplificateur. Voyons comment cela se produit.

Si nous appliquons une tension sur la base d'un transistor, un courant circule dans cette base (entre base et émetteur) et provoque la circulation d'un autre courant plus important dans le circuit collecteur-émetteur (le rapport entre ces deux courants étant représenté par β - bêta).

Traçons un diagramme représentant cette relation pour un transistor supposé parfait. Dès 0,6 V, un courant collecteur apparaît et augmente linéairement en fonction de la tension de base.



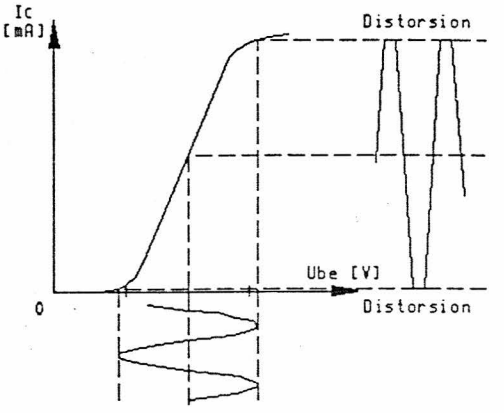
Nous avons en fait une droite qui donne pour chaque valeur de la tension de base (et donc courant de base), un courant de collecteur correspondant. Il s'agit de la caractéristique de transfert du transistor.

Dans la réalité, cette relation ne pourra pas être représentée par une droite et prendra plutôt la forme de la figure suivante (rien n'est parfait).

Appliquons donc un signal à amplifier sur la base, comme représenté en dessous de la courbe (page suivante), et examinons le signal de sortie correspondant représenté à droite de la courbe.

Force nous est de constater qu'il y a distorsion (éxagérée, ici pour les besoins de la cause); cette distorsion se traduit par un aplatissement des crêtes du signal.

Le mode de polarisation du transistor amplificateur (ou tube) a une grande importance pour la linéarité du signal, et les différentes méthodes de polarisation ont fait l'objet d'une classification que nous allons étudier dans les quelques prochains paragraphes.



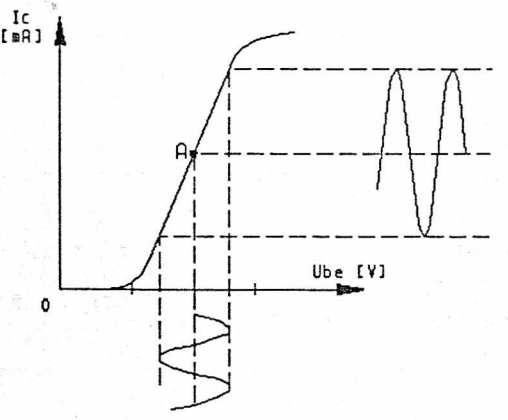
21.1.2 Classe A

La polarisation telle que nous l'avons étudiée jusqu'à maintenant est une polarisation de classe A. Voyons ce que cela implique.

Soit le graphique Ube/Ic représenté ci-contre, d'un transistor polarisé en classe A.

Le point marqué A sur la figure, représente le point de repos du transistor. Cela signifie que le transistor est polarisé de telle façon que s'il n'a aucun signal sur son entrée, la tension sur sa base est déterminée par le circuit de polarisation et que le courant correspondant au point A passe dans son collecteur.

La première remarque, qui a son importance pour la suite, est qu'un montage polarisé en classe A consomme toujours un certain courant, même au repos.

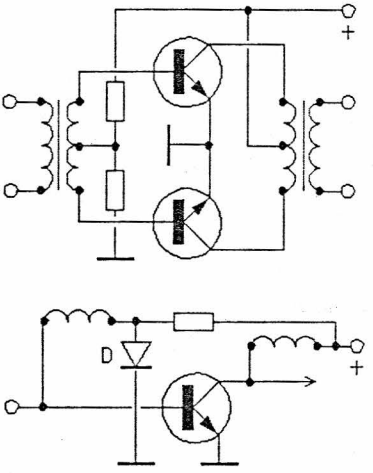


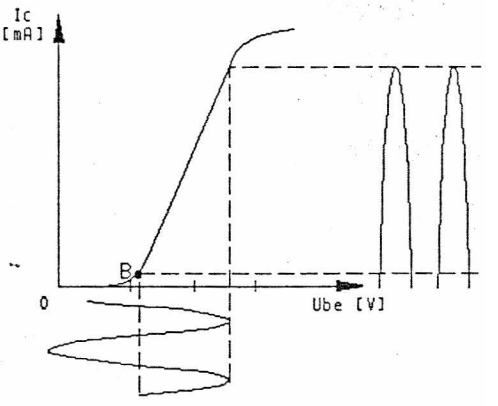
Appliquons maintenant un signal à amplifier sur la base du transistor. Nous constatons qu'il vient se superposer à la tension de polarisation de la base, diminuant légèrement cette tension lors de ses alternances négatives, et la renforçant lors de ses alternances positives. Le courant collecteur va suivre proportionnellement, et si le point A est bien au milieu de la courbe, il y aura un minimum de distorsion du signal de sortie. Si par accident, le point A était décalé vers le haut ou vers le bas, il y aurait une distorsion qui se traduirait par un aplatissement des crêtes positives ou négatives, ce qui augmenterait considérablement la distorsion.

Un amplificateur en classe A est donc considéré essentiellement comme un amplificateur linéaire. Notons encore qu'en classe A, le courant collecteur moyen vaut approximativement le courant de repos; en effet toute augmentation du courant lors de l'alternance positive est compensée par une diminution égale du courant lors de l'alternance négative.

21.1.3 Classe B

Représentons de nouveau la courbe Ube/Ic pour un transistor, mais cette fois polarisé en classe B, c'est-à-dire avec un courant de repos juste nul.

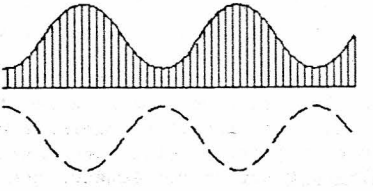




Le point B sur la courbe indique le point de polarisation, c'est-à-dire un point où il n'y a quasiment pas de courant collecteur. Le courant de repos peut donc être considéré comme nul.

Appliquons, comme pour le cas précédent, une sinusoïde à amplifier à notre étage en classe B et voyons ce qui se passe. La partie négative de la courbe a disparu, alors que la partie positive a été amplifiée. Cela représente une distorsion inadmissible dans le cas de la BF, et pour tirer avantage de ce montage pour l'amplification de puissance en BF, on utilise le montage dit en push-pull représenté en haut à côté du graphique. Le push-pull est un montage symétrique où chaque transistor (ou tube) amplifie la moitié du signal grâce à un système de déphasage (ici un transformateur). Les deux demi-signaux amplifiés sont recombinés dans la charge (ici par un transformateur dit 'de sortie').

Dans le cas de la HF il en va tout différemment. Considérons un signal HF modulé en amplitude. Une seule moitié de ce signal comporte déja toutes les caractéristiques du signal BF, et si l'on se sert d'un montage en classe B pour son amplification, seule la partie HF subira la distorsion.



Nous savons que distorsion signifie apport d'harmoniques, et qu'un filtre passe-bas peut les éliminer efficacement.

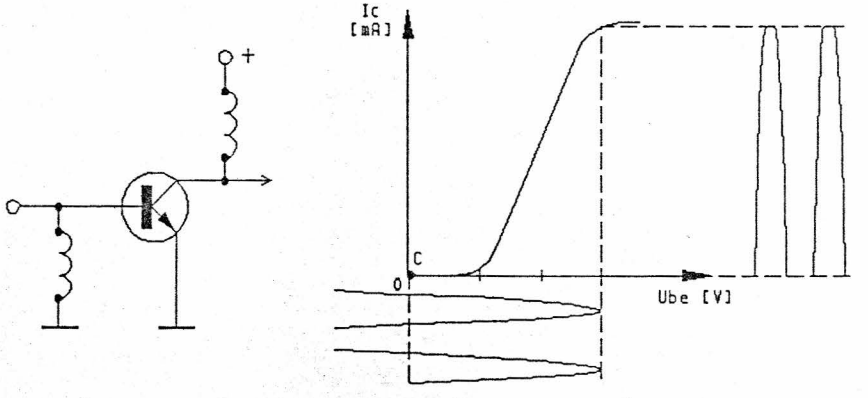
Nous pourrons donc nous servir d'un amplificateur en classe B pour l'amplification d'un signal modulé en AM ou BLU sans introduire de distorsion, à condition de faire suivre ce dernier d'un filtre passe-bas ou passe-bande.

En HF, la Classe B peut donc être considérée comme linéaire. Notons que dans ce cas, le courant de repos est nul mais qu'il est important lors des crêtes de modulation; il varie par conséquent au rythme de la modulation.

La figure précédente donne aussi un schéma d'amplificateur HF polarisé en classe B. Nous pouvons constater que la base est maintenue au potentiel de 0,7 V par la diode D, ce qui fixe bien la polarisation en bas de la courbe Ube/Ic, au point où le transistor commence juste à conduire.

21.1.4 Classe C

Nous n'allons pas faire ainsi tout l'alphabet, la classe C est la dernière que nous verrons. Il s'agit cette fois de ne plus polariser le transistor du tout (dans le cas des tubes, on polarise la grille très négativement). Le graphique suivant représente la courbe Ube/Ic d'un transistor polarisé en classe C, ainsi qu'un schéma typique.



Nous pouvons constater d'entrée que la distorsion est importante, et qu'un signal modulé serait lui aussi sévèrement déformé. En fait, le signal de sortie est quasiment un signal carré. Un tel amplificateur n'est donc pas utilisable pour une amplification linéaire, mais conviendra bien pour l'amplification d'un signal d'amplitude constante tel que la FM ou les étages HF d'un émetteur AM avant l'étage de modulation. Un tel amplificateur doit obligatoirement être suivi d'un filtre énergique destiné à éliminer les harmoniques introduites par la déformation du signal original.

Notons que le courant collecteur est constant tant qu'il y a un signal, mais absolument nul en son absence. Remarquons encore que le signal d'entrée doit avoir une amplitude minimale supérieure à 0,7 V, sinon le transistor ne conduit jamais, et aucune amplification ne peut avoir lieu. Le montage en classe C est en conséquence non-linéaire.

21.1.5 Rendement

Pourquoi s'embarrasser de toutes ces classes d'amplification, puisque la classe A semble être de loin la meilleure ?

La réponse est dans la notion de rendement. En raison du courant de polarisation, la classe A est au bas de l'échelle en ce qui concerne le rendement, mais d'autres considérations entrent aussi en jeu.

Voici un tableau des rendements globaux auxquels on peut s'attendre avec les différentes classes d'amplification :

Classe A	inférieur à	30 %
Classe B	de l'ordre de	50 %
Classe C	supérieur à	60 %

21.2 TRANSFERT DE PUISSANCE

Il nous faut maintenant considérer la manière de transférer la puissance de l'émetteur à une charge, en général une antenne pour l'émission. Pour cela il faudrait que nous ayons parlé des antennes et des lignes de transmission, mais ces deux sujets font l'objet de chapitres subséquents; c'est pourquoi, nous allons supposer que la charge pour notre émetteur est une résistance remplaçant l'antenne. Cette supposition est parfaitement justifiée par le fait qu'une antenne présente le plus souvent une charge purement résistive, d'autant plus, que l'antenne est en général remplacée, pour les essais, par une résistance appelée antenne fictive.

Un amplificateur de puissance est en fait une source de tension alternative et a donc une résistance interne (qui représente les différentes pertes de l'amplificateur). Comme nous l'avons vu au début de ce cours, une partie de la puissance de la source est dissipée en chaleur dans cette résistance interne et l'autre partie dans la charge extérieure.

Cette résistance (impédance) interne explique l'échauffement des étages de puissance. Ces derniers sont en général munis d'aillettes de refroidissement et/ou de ventilateurs pour dissiper cette puissance thermique. Cet échauffement explique aussi les différences de rendement d'une classe à l'autre; on peut donc s'attendre à ce qu'à puissance de sortie égale, un étage en classe A s'échauffe plus qu'un étage en classe C.

Lors de la conception d'un ampli de puissance, le choix doit être fait de son impédance de charge, c'est-à-dire la charge dans laquelle se fera le transfert optimal de puissance (§ 5.4). Cette valeur est communément de 50 Ω dans le monde des radiocommunications, mais est quelquefois différente.

Si la charge est, par accident, de valeur différente de celle prévue par le constructeur, par exemple plus élevée, la tension à ses bornes peut être telle qu'elle risque d'endommager l'étage final. Si elle est de valeur inférieure, le courant fourni par l'étage final est plus important que prévu, et des dommages sont aussi possibles.

Il importe donc de ne jamais faire fonctionner un étage de puissance dans une charge trop différente de la valeur nominale prévue par le fabricant. A plus forte raison il ne faut jamais faire fonctionner un émetteur sans charge (charge infinie) ou dans un court-circuit (charge de 0 Ω).

L'erreur est humaine, et tôt ou tard, l'émetteur sera enclenché sans charge, ou l'antenne aura un défaut et ne présentera plus l'impédance requise. La majorité des émetteurs modernes sont munis d'un dispositif de protection qui peut réduire la puissance de sortie de façon à ne pas causer de dommages à l'étage final en cas de mauvaise adaptation à la sortie.

Sur ce point particulier, les amplificateurs de puissance à tubes sont plus robustes que ceux à transistors, mais les circuits de protection modernes ont supprimé cette différence et les transistors sont bientôt universellement utilisés pour les puissances inférieures à 1000 W avec une excellente fiabilité.

21.3 FILTRES DE SORTIE

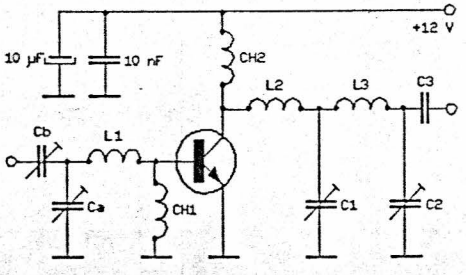
21.3.1 But des filtres

Comme nous l'avons vu, les amplificateurs HF de puissance ont besoin de filtres afin de réduire le contenu harmonique de leurs signaux de sortie. Ces harmoniques, qui sont des multiples de la fréquence de sortie de l'émetteur, peuvent gêner d'autres utilisateurs des ondes, tels la radiodiffusion ou la télévision par exemple. A ce sujet, les prescriptions des organismes délivrant les licences d'émissions sont très précises et doivent être impérativement respectées.

Quelle que soit leur classe d'opération, les amplificateurs de puissance ont besoin d'un filtre sur leur sortie. Le filtrage ne sera en général pas aussi important pour un étage en classe A que pour un étage en classe B ou C. De plus ces filtres ont un rôle supplémentaire que nous n'approfondirons pas ici, celui d'adapter l'impédance de sortie des transistors de puissance qui voisine souvent 1 Ω ou moins aux 50 Ω de la charge.

21.3.2 Types de filtres

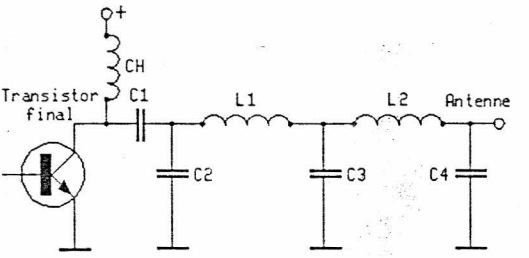
En fait, tous les types de filtres LC, à l'exception des filtres passe-haut, pourraient faire l'affaire, mais certains sont plus communément utilisés que d'autres. Examinons quelques exemples parmi les plus courants.



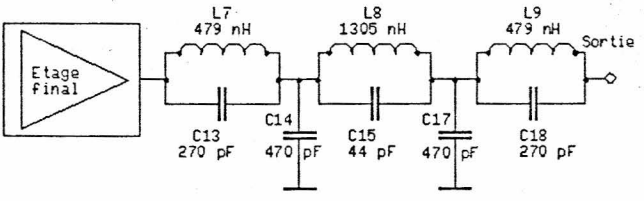
Ce montage représente un amplificateur VHF en classe C, car la base du transistor est connectée à la masse du point de vue continu par CH1 qui est une self de choc (de l'anglais 'choke' : étranglement) destinée à empêcher la HF d'être court-circuitée à la masse.

Le collecteur est alimenté en courant continu à travers CH2. L2 et C1 de même que L3 et C2 forment deux filtres passe-bas en L. C3 sert de condensateur de liaison vers la charge.

Dans le montage ci-contre, CH est une self de choc qui alimente le collecteur du transistor en tension continue. Quant au filtre, il s'agit d'un circuit en double π, la capacité C3 étant commune aux deux sections en π.



Le filtre ci-dessous est tiré d'un émetteur commercial de grande marque et a été prévu pour la sortie d'un émetteur sur 7 MHz. Il est destiné à atténuer les harmoniques de 7 MHz, en affectant au minimum cette fréquence.



Nous constatons qu'il est passablement complexe, étant composé de 3 selfs et de 5 condensateurs. La synthèse de tels filtres s'effectue en général au moyen de tables et de calculs hors du domaine de l'amateur ou à l'aide d'un ordinateur.

Précisons encore que cet émetteur est prévu pour fonctionner sur toutes les bandes décamétriques ouvertes aux amateurs, et qu'il possède donc un filtre similaire pour chacune de ces bandes.

21.4 SUPPRESSION DES INTERFÉRENCES

Par interférences, on entend ici, les effets indésirables causés à des appareils électroniques situés à proximité de la station d'émission. La proximité peut être immédiate, ou quelque peu distante (appartement d'un voisin).

Ces interférences ont deux sources principales : les rayonnements non-essentiels et le rayonnement utile.

21.4.1 Rayonnements non-essentiels

Les rayonnements non-essentiels sont les harmoniques introduites par la distorsion dans les étages successifs de l'émetteur, ainsi que les produits de mélange (mixage) qui parviendraient à l'antenne.

Normalement ces fréquences sont atténuées par les filtres qui se trouvent obligatoirement à la sortie de chaque émetteur; cette atténuation doit être suffisante pour satisfaire aux prescriptions en vigueur, cependant il peut être nécessaire de monter un filtre supplémentaire sur la sortie de l'émetteur (généralement passe-bas) afin de parfaire l'élimination de ces fréquences indésirables.

Généralement les rayonnements non-essentiels se manifestent par le fait que le signal de l'émetteur est reçu sur une fréquence différente de celle sur laquelle il est émis (réception sur un appareil de télévision d'un signal émis en HF, par exemple).

21.4.2 Rayonnement utile

Il s'agit maintenant du signal émis proprement dit. Normalement il ne devrait être reçu que par un récepteur proprement accordé, mais les récepteurs modernes (1) étant généralement des appareils très sensibles, il arrive souvent qu'ils ne peuvent se comporter convenablement en présence d'un signal considérablement plus intense que celui pour lequel ils sont normalement conçus. De plus pour des raisons de prix - et quelquefois d'ignorance de la part des constructeurs - beaucoup d'appareils ne comportent aucune protection contre les signaux puissants.

Dans ce cas la solution - autre que diminuer la puissance d'émission ou changer de bande - ne se trouve pas du côté de l'émetteur, mais du côté de l'appareil qui est sujet au mauvais fonctionnement.

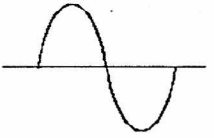
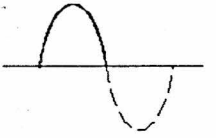
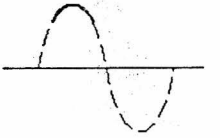
Les manifestations de ce genre d'interférences sont aussi diverses que les appareils qui y sont sujets, et peuvent aussi se confondre avec les effets des rayonnements non-essentiels. Ce sera toujours des cas difficiles à résoudre, tant sur le plan technique que diplomatique (votre voisin aura tendance à penser que votre émetteur est la cause du mauvais fonctionnement de son appareil, plutôt que d'incriminer ce dernier pour la négligence - peut-être volontaire, par mesure d'économie - de son constructeur).

C'est en partie pour cette raison que les prescriptions demandent que ne soit utilisée dans une liaison que la puissance minimale nécessaire.

---

(1) par exemple : récepteur de télévision, de télécommande, de radiodiffusion, de téléphone sans fil, chaine HiFi, magnétoscope et amplificateur d'antenne de télévision, mais aussi des appareils dont la fonction n'est pas de recevoir (mais qui le font très bien si le signal est assez puissant) tels que ordinateur, tourne-disque, magnétophone, caméra vidéo, téléphone, système antivol, etc.

21.5 RÉSUMÉ SUR LES CLASSES D'AMPLIFICATION

Classe A	Classe B	Classe C
- Conduit durant toute la durée du cycle.	- Ne conduit que sur la moitié du cycle.	- Ne conduit que sur une petite partie du cycle
		
- Courant de repos.	- Courant de repos négligeable.	- Pas de courant de repos.
- Courant de service quasi égal au courant de repos.	- Courant de service varie avec la modulation.	- Courant de service constant et élevé.
- Essentiellement linéaire.	- Essentiellement linéaire en HF.	- Non linéaire.
- Rendement faible, inférieur à 30 %.	- Rendement moyen, de l'ordre de 50 %.	- Bon rendement, supérieur à 60 %.
- Peut servir en HF pour AM/BLU/(FM/CW).	- Peut servir en HF pour AM/BLU/(FM/CW).	- Peut servir en HF pour FM et CW.
- Tous les montages pour faibles signaux sont en classe A.	- En BF est utilisé en push-pull.	- N'est utilisable qu'en HF.

21.6 RÉSUMÉ

- Un amplificateur est dit linéaire si le signal de sortie est le reflet fidèle mais amplifié du signal d'entrée.

- Les amplificateurs sont classés selon leur mode de polarisation. Voir tableau ci-dessus.

- La charge d'un amplificateur de puissance doit être de la valeur spécifiée par le constructeur, généralement 50 Ω (en HF).

- La sortie d'un amplificateur de puissance HF est <u>toujours</u> suivie de filtres destinés à supprimer (atténuer) les harmoniques produites par les non-linéarités de l'amplificateur.

- Il est indispensable d'atténuer ces harmoniques pour ne pas causer d'interférences aux utilisateurs des fréquences sur lesquelles tombent ces harmoniques.

CHAPITRE **22**

Récepteurs I

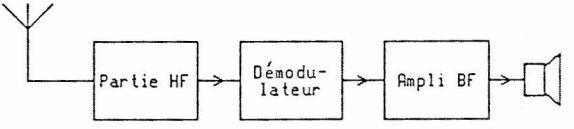
Nous voici arrivés à l'étude des récepteurs. Après l'examen de la partie HF des récepteurs, nous parlerons des démodulateurs et de la partie BF. Dans le chapitre suivant, nous examinerons certaines caractéristiques des récepteurs plus en détail.

22.1 RÉCEPTION

Si l'on considère la multitude de signaux qui traversent simultanément l'éther et destinés à être reçus, on comprend mieux la complexité apparente des récepteurs de trafic modernes.

22.1.1 Principe de la réception

La figure suivante représente le schéma bloc de base d'un récepteur. Nous pouvons y distinguer 5 parties qui sont de la gauche vers la droite :



Récepteur - Principe de base

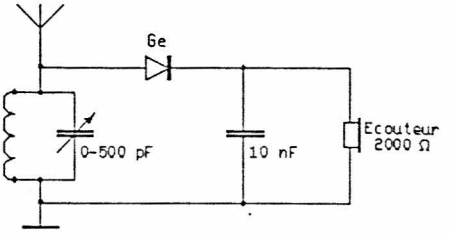
1) l'antenne	Généralement externe, elle n'est interne que sur les récepteurs de radiodiffusion.
2) la partie HF	Un simple circuit accordé ou plusieurs étages, chacun comportant un ou plusieurs circuits accordés.
3) le démodulateur	Un par type de modulation recevable.
4) la partie BF	Un amplificateur, quelquefois avec filtres.
5) l'élément de sortie	Haut-parleur, écouteurs ou affichage électronique pour la réception RTTY (radiotélétype).

Nous verrons chacune de ces parties dans ce chapitre, à l'exception des antennes, auxquelles nous consacrerons le chapitre 26.

22.1.2 Récepteur ultra-simple

Voici, pour que l'histoire soit complète, la description d'un récepteur ultra-simple, en fait, le plus simple qui puisse être fait. Il s'agit d'un récepteur AM pour la gamme des ondes moyennes (petites ondes) sur laquelle il permet l'écoute des stations locales.

Nous y retrouvons l'antenne qui dans ce cas peut n'être qu'un simple fil de quelques mètres de long. Vient ensuite un circuit accordé composé d'une self et d'un condensateur permettant de varier la fréquence de résonance du circuit oscillant ainsi formé, pour la syntonisation (sélection des stations).



Le démodulateur AM est ici une simple diode au germanium, suivie d'un condensateur de 10 nF; nous parlerons de son fonctionnement dans la suite du chapitre.

L'élément de sortie est un casque d'écouteurs d'une impédance de 2000 Ω.

Examinons en premier lieu le circuit d'entrée, composé d'un circuit résonnant parallèle. Nous savons qu'à sa fréquence de résonance, son impédance est maximale, alors que pour toutes les autres fréquences, elle est plus faible.

Les signaux récoltés par l'antenne sont donc tous (plus ou moins) éliminés vers la masse à travers ce circuit oscillant, à l'exception de celui qui correspond à la fréquence de résonance du circuit d'entrée, que l'on retrouve seul aux bornes du circuit résonnant.

Ceci est le principe de base de la réception.

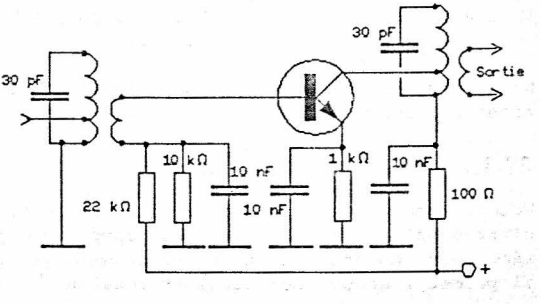
22.2 PARTIE HF

La fonction principale de la partie HF est de sélectionner la station à recevoir; la fonction auxiliaire est d'apporter du gain.

22.2.1 Sensibilité

Un récepteur peut être plus ou moins sensible, et ceci dépend principalement de sa partie HF. En général, cette partie comprend au moins un étage amplificateur.

Un étage d'amplification HF est généralement accordé, et de ce fait comprend un circuit oscillant parallèle sur son entrée et un autre sur sa sortie. Mais si nous voulons pouvoir sélectionner plusieurs stations, il faut que ces deux circuits oscillants puissent être accordés, et par conséquent, il faut un condensateur variable double, ses deux sections étant commandées par le même axe.



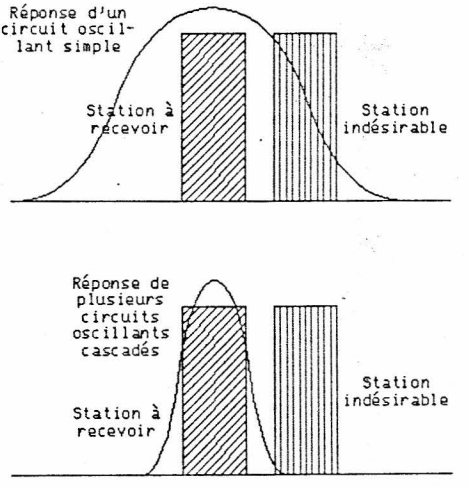
22.2.2 Syntonisation

Ce terme dénote l'action de sélectionner une station sur un récepteur. Cette opération s'effectue, entre autres, à l'aide du condensateur variable des circuits oscillants de l'étage HF. Cette commande est la commande d'accord.

22.2.3 Sélectivité

La sélectivité est un concept très important. C'est la faculté qu'a un récepteur de séparer les stations les unes des autres.

Si deux stations sont sur des fréquences très différentes l'une de l'autre, il sera généralement facile de les séparer, et un ou deux circuits oscillants seront à même d'effectuer cette tâche sans problèmes; mais si ces deux stations sont sur des fréquences adjacentes, par exemple distantes de 3 kHz (cas de la BLU), il faudra plusieurs circuits oscillants cascadés pour bien les séparer l'une de l'autre, peut-être 5 ou 6. Or il est quasiment impossible d'obtenir de bonnes performances avec des condensateurs variables à 5 ou 6 cages (éléments) pour un coût raisonnable.



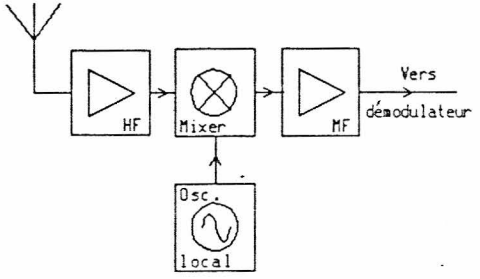
Nous avons cependant besoin de cette sélectivité. Il est relativement facile de cascader plusieurs circuits oscillants sur une seule fréquence, ou d'utiliser un filtre à quartz afin d'obtenir la sélectivité désirée, mais ceci n'est valable que sur une seule fréquence. Il a donc fallu trouver une solution à ce dilemme.

22.3 PRINCIPE DU SUPERHÉTÉRODYNE

Tous les récepteurs modernes sont de type superhétérodyne, c'est-à-dire qu'ils convertissent les fréquences à recevoir en une fréquence unique afin de l'amplifier et d'y appliquer leur sélectivité. C'est ce que nous allons étudier maintenant.

22.3.1 Changement de fréquence

L'étymologie du mot superhétérodyne nous renseigne déjà sur son fonctionnement. La partie hétérodyne signifiant comme nous l'avons dit, battement entre deux signaux (§ 20.1.3 et 20.4.3), et la partie super, pouvant être utilisée comme moyen mnémotechnique pour se rappeler que le battement est effectué au moyen d'un signal de fréquence supérieure au signal reçu.



La figure suivante représente le schéma bloc de la partie HF d'un superhétérodyne. Nous voyons que la dernière partie avant le démodulateur est un amplificateur sur une seule fréquence, appelé amplificateur moyenne fréquence.

Juste avant la moyenne fréquence, se trouve un mélangeur ayant pour fonction de causer un battement entre les fréquences d'entrées et un oscillateur appelé oscillateur local.

Enfin, les fréquences d'entrées sont amenées au mélangeur depuis l'antenne par un étage d'amplification HF.

Pour expliquer le fonctionnement du changement de fréquence, voyons quelques exemples numériques.

Soit un amplificateur moyenne fréquence sur 455 kHz, et un signal que nous désirons recevoir sur 765 kHz. Que faire ?

Nous savons que l'amplificateur moyenne fréquence va servir à l'amplification du signal à recevoir, ainsi qu'à sa sélection (sélectivité), mais malheureusement, la fréquence de l'amplificateur n'est pas la même que celle du signal à recevoir. Il nous faut donc passer par un changement de fréquence. Pour effectuer ce changement de fréquence, il faut faire battre notre signal de 765 kHz avec un autre signal tel que leur somme ou leur différence donne 455 kHz.

Nous savons que la fréquence de l'oscillateur local est supérieure à la fréquence à recevoir et donc elle doit être de :

765 + 455 = 1220 kHz

Nous voyons que dans ce cas, c'est la différence qui est exploitée, et ce sera toujours le cas dans le superhétérodyne. Une autre possibilité existe, mais qui ne répond pas à notre critère de l'oscillateur local supérieur à la fréquence à recevoir :

Que faudrait-il soustraire à 765 pour obtenir 455 ? ... 765 - 455 = 310 kHz

Si dans l'exemple qui nous préoccupe, l'oscillateur local fonctionne sur 1220 kHz et qu'il est mélangé avec tous les signaux d'entrée, l'un de ceux-ci ayant une fréquence de 765 kHz se trouvera changé de façon à pouvoir passer dans l'amplificateur de moyenne fréquence, et sera amplifié.

Pour nous assurer du bien-fondé de cette opération, essayons de voir ce qui se passe pour un signal de 800 kHz, suffisamment proche de 765 kHz pour n'être pas totalement éliminé par le circuit accordé d'entrée :

1220 - 800 = 420 kHz

Ce signal tombe hors de la bande passante de notre amplificateur moyenne fréquence, qui est centrée sur 455 kHz, et se trouve donc éliminé.

Que faire maintenant, si nous désirons recevoir ce signal de 800 kHz (et non plus celui de 765 kHz) ?

Il nous suffit de réaccorder l'oscillateur local pour qu'il fournisse une fréquence de :

800 + 455 = 1255 kHz.

Nous constatons que dans ce cas (soustraction d'une fréquence), si la fréquence à recevoir croît, la fréquence de l'oscillateur local croît aussi.

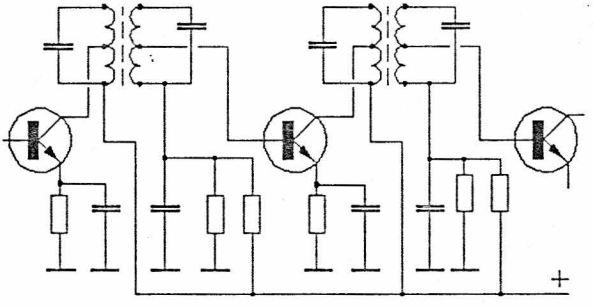
Imaginons que nous voulions recevoir des fréquences de 3,5 et de 7 MHz, sur un récepteur ayant une moyenne fréquence de 9 MHz. Quelles seront les fréquences de l'oscillateur local ?

Pour 3,5 MHz il faudra : 9 + 3,5 = 12,5 MHz
Pour 7 MHz il faudra : 9 + 7 = 16 MHz

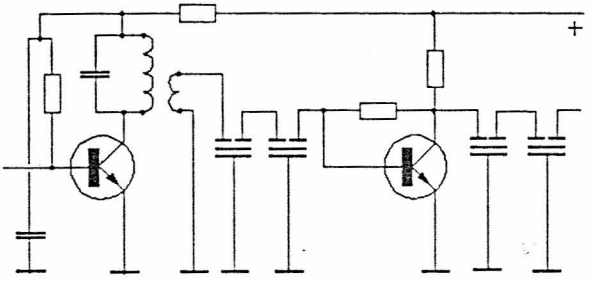
22.3.2 Moyenne fréquence

L'amplificateur moyenne fréquence est ainsi nommé car il se trouve entre la partie HF et la partie BF. On a pour habitude aussi d'abréger sa dénomination en 'ampli MF' ou 'ampli IF' pour Fréquence Intermédiaire.

Cet amplificateur, comme nous l'avons dit, est supposé donner sa sélectivité au récepteur et lui apporter la majeure partie de son gain HF.

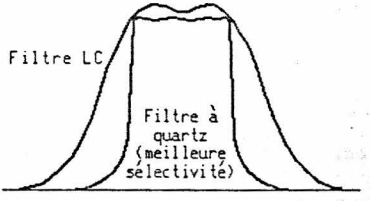


Etage MF classique



Il s'agit donc de deux étages d'amplification ou plus, généralement accordés, montés à la suite l'un de l'autre. En agissant sur le couplage entre les différents circuits oscillants, on peut contrôler la bande passante de la moyenne fréquence (§ 13.4.3) - figure de la page précédente.

Cependant, dans les circuits modernes, les transformateurs MF sont souvent remplacés par des filtres à quartz, en raison de leur meilleure sélectivité; on obtient alors des amplificateurs MF du type de celui de la figure ci-dessus.



La seule chose qui différencie un ampli MF utilisé pour de l'AM, de la BLU ou de la FM, est la largeur de la bande passante de ses circuits accordés.

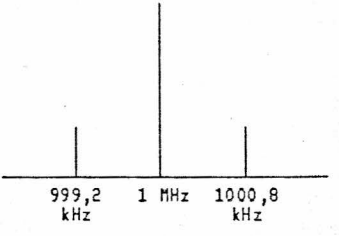
22.4 DÉMODULATEURS

Chaque type de modulation nécessitant son propre démodulateur, nous allons examiner chacun séparément.

22.4.1 Démodulateur AM

aspect spectral

Le spectre d'une émission AM est composé d'une porteuse et de deux bandes latérales de part et d'autre de la porteuse. Si lors de l'émission, la personne au microphone par exemple siffle en produisant un son de 800 Hz (un sifflement parfaitement plausible, bien que pas très utile), le spectre émis aura l'apparence ci-contre (admettons pour simplifier que l'émission se fait sur 1 MHz).



Dans ce cas, nous voulons, bien entendu, retrouver (dans le haut-parleur) un sifflement à 800 Hz après démodulation. Le principe de la démodulation AM est donc le suivant :

Faisons battre la porteuse avec les bandes latérales dans une sorte de circuit mélangeur, en fait une simple diode, pour obtenir la somme et la différence de ces signaux :

Bande latérale supérieure : 1000,8 + 1000 = 2000,8 kHz
1000,8 - 1000 = 0,8 kHz

Bande latérale inférieure : 1000 + 999,2 = 1999,2 kHz
1000 - 999,2 = 0,8 kHz

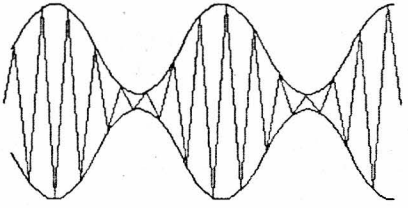
Nous constatons que la deuxième bande latérale n'apporte aucune information complémentaire, et que, quand nous avons supprimé l'une des bandes latérales en BLU, nous n'avons en fait rien perdu.

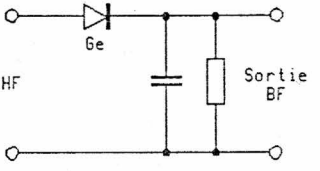
Les composantes à 2000,8 et 1999,2 sont éliminées à l'aide d'un filtre passe-bas, généralement un simple circuit RC, et il ne reste plus que la composante à 800 Hz qui est bien ce que l'on voulait.

Le battement entre la porteuse et les bandes latérales est obtenu au moyen d'une simple diode (en général au germanium).

aspect temporel

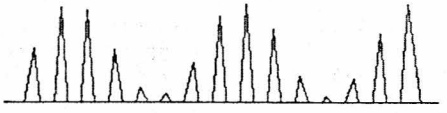
Il existe une autre manière plus conventionnelle d'expliquer la démodulation AM, que nous allons présenter maintenant.

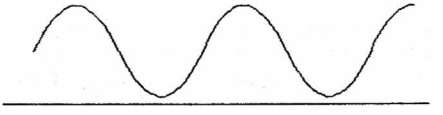




Considérons une portion de signal modulé en AM selon la figure ci-dessus, ainsi que le schéma d'un démodulateur AM (aussi appelé détecteur), tel que nous l'avons décrit au paragraphe précédent, c'est-à-dire une diode germanium et un circuit RC.

Nous savons que la diode va couper (dans le sens où elle est montée) toutes les alternances négatives (§ 15.2.1). Nous allons obtenir un signal comme représenté ci-dessous, qu'il ne reste plus qu'à filtrer à l'aide du circuit RC pour retrouver quasiment le signal original.





22.4.2 Démodulateur BLU

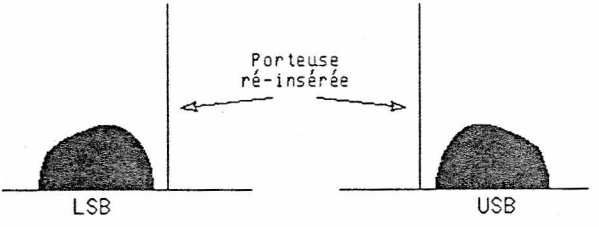
La BLU étant une forme d'AM, nous pouvons nous attendre à ce que la démodulation en soit similaire, et c'est en fait bien le cas. Il faut cependant réinsérer la porteuse qui a été supprimée lors de l'émission.

Pour ce faire, on utilise un oscillateur local propre au démodulateur, appelé BFO (encore les Anglais : Beat Frequency Oscillator - oscillateur pour fréquence de battement). Cet oscillateur est normalement sur une fréquence fixe, car après la moyenne fréquence, toutes les stations à recevoir sont converties sur une même fréquence (la valeur de la moyenne fréquence).

Pour une émission en BLU en USB (bande latérale supérieure), il faudra réinsérer la porteuse juste au-dessous du spectre à démoduler, alors que pour une émission en LSB (bande latérale inférieure), il faudra réinsérer la porteuse juste au-dessus.

Un démodulateur BLU (appelé détecteur de produit) est similaire, au BFO près, à un détecteur AM, bien que généralement on utilise plutôt un mixer tel que nous l'avons décrit précédemment, où le BFO est alors un oscillateur local.

Réinsertion de la porteuse dans un signal BLU pour démodulation.



Le rapport de fréquence entre la porteuse réinsérée (BFO) et le signal reçu doit être très précis, autrement, le signal démodulé subit d'importantes distorsions, qui le font ressembler à des voix de dessins animés (par exemple : Donald). C'est pourquoi, les récepteurs BLU étant plus difficiles à syntoniser que ceux en AM conventionnelle, ils ne sont pas utilisés par le grand public et sont réservés aux domaines professionnel et amateur. Ces récepteurs sont aussi en général plus chers, car ils doivent être d'une meilleure stabilité (oscillateur local et BFO) que les récepteurs AM classiques.

22.4.3 Démodulateur CW

Il s'agit d'un genre de démodulateur qui est très proche de celui pour la BLU. Il faut en fait mettre en évidence la présence ou l'absence d'un signal.

Imaginons que nous essayions de démoduler une émission en télégraphie sur la fréquence de 3,6 MHz ou 3600 kHz. Nous pouvons dire que le spectre d'une telle émission est une ligne verticale à 3600 kHz. Mélangeons avec ce signal un BFO accordé sur 3600,8 kHz, au moyen d'un détecteur de produit (mixer). A la sortie, nous allons retrouver la somme et la différence de ces deux signaux, à savoir 7200,8 kHz et 0,8 kHz = 800 Hz qui est une fréquence audible.

Chaque fois que l'émetteur enverra un signal, il y aura battement de ce signal avec le BFO, créant de ce fait une note audible, mais lors des pauses entre les signaux de morse, il n'y aura que la fréquence du BFO, c'est-à-dire 3600,8 kHz, qui est une fréquence inaudible.

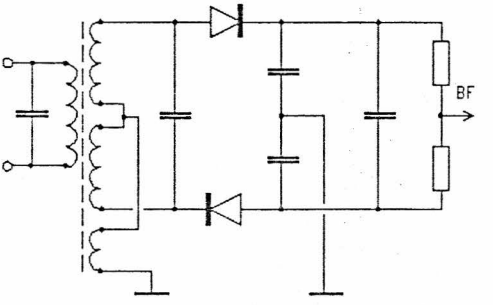
Notons qu'il est aussi possible de faire de la télégraphie en AM ou en FM simplement en modulant la porteuse (AM ou FM) au moyen d'une note BF.

22.4.4 Démodulateur FM

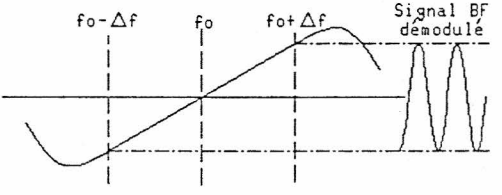
Le rôle du démodulateur FM est de détecter les variations de fréquence du signal reçu, et de les transformer en variations de tension représentant le signal BF.

Il s'agit de circuits plus complexes que pour la démodulation AM, appelés discriminateurs. Le fonctionnement de tous ces circuits repose sur des rapports de phase difficiles à expliquer sans faire appel à des notions mathématiques complexes.

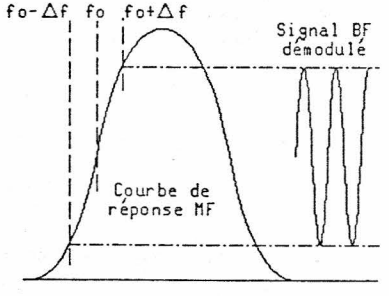
La figure ci-contre représente un circuit démodulateur FM appelé discriminateur de rapport.



Les discriminateurs ont une courbe de réponse en 'S' comme ci-contre. Ils réagissent donc en fonction des différences de fréquence d'entrée ($\pm\Delta f$), et produisent un signal BF propre à l'amplification.



Il existe cependant une autre manière de démoduler de la FM, qui n'est pas utilisée commercialement, mais qui permet de recevoir des signaux FM à l'aide d'un récepteur AM conventionnel.



Considérons la courbe de réponse d'un ampli MF, qui a plus ou moins la forme d'une cloche. Si nous décalons légèrement le réglage de notre récepteur (au moyen du réglage de syntonisation) de façon à ce que le signal FM se trouve comme indiqué sur la figure, nous causerons une sorte de modulation en amplitude du signal reçu en fonction de ses variations de fréquence, et le signal deviendra audible par une détection AM conventionnelle.

22.5 PARTIE BF

La partie BF est relativement simple, elle comporte en général 2 étages d'amplification, et quelquefois des filtres destinés à suppléer ou remplacer ceux de la MF.

22.5.1 Filtres BF

Il est techniquement plus facile de réaliser des filtres BF que des filtres au niveau de la MF, surtout si ceux-ci doivent être réglables. Cependant les filtres les plus efficaces et les plus utiles sont ceux qui se trouvent dans la MF.

Les différentes sortes de filtres que l'on peut trouver en radiocommunication sont des filtres passe-bas pour éliminer les fréquences au-dessus de 3 kHz, des filtres passe-haut pour éliminer les fréquences au-dessous de 300 Hz, et des filtres passe-bande qui sont, pour la phonie (transmission de parole), une combinaison des deux types ci-dessus.

Pour la télégraphie, on fait aussi appel à des filtres passe-bande mais plus étroits que pour la phonie. En général, ces filtres sont centrés sur 700 à 800 Hz et ont une largeur de bande de 100 à 500 Hz.

Il existe encore une catégorie de filtres; ils permettent d'éliminer une fréquence audio gênante (tel un sifflement d'hétérodynage) que l'on appelle 'notch filters' ou filtres réjecteurs. Ces filtres sont généralement réglables sur toute la bande audio du récepteur mais ne peuvent éliminer qu'une seule fréquence à la fois (§ 13.1).

22.5.2 Amplificateurs BF

Les deux étages mentionnés précédemment sont un préamplificateur destiné à amener la tension fournie par le démodulateur à un niveau suffisant, et enfin un amplificateur de puissance destiné à l'attaque du haut-parleur ou des écouteurs.

22.5.3 Autres sorties BF

Si le signal transmis n'est ni de la parole (phonie), ni du morse (télégraphie), ce peut être de la RTTY (radiotélétype) sous l'une de ses formes, ou de la SSTV (télévision à balayage lent - slow scan TV). Dans ces deux derniers cas, le signal doit alimenter un décodeur à même de restituer le texte ou l'image émis. Le nombre des étages BF et leurs caractéristiques dépend du décodeur qui les suivent. Souvent, afin de pouvoir procéder au réglage de l'appareil, une sortie sur haut-parleur est tout de même prévue.

22.6 SUPERHÉTÉRODYNE, SCHÉMA BLOC

22.6.1 Récepteur classique

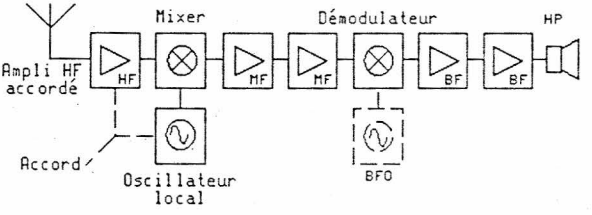
Le schéma bloc présenté à la page suivante est celui d'un superhétérodyne classique; par classique, il faut comprendre à usage général. Ce sera par exemple le schéma bloc d'un récepteur de radiodiffusion; nous verrons au chapitre suivant un schéma plus complexe, typique d'un récepteur de trafic.

Nous y retrouvons toutes les sections qui ont été présentées ci-dessus. Premièrement un amplificateur HF accordé ou un simple circuit LC; dans ce dernier cas, le gain HF est fourni par la MF.

Les étages suivants sont le mélangeur du changement de fréquence et l'oscillateur local. La commande d'accord qui fait varier la fréquence de l'oscillateur local est couplée avec la commande d'accord de l'étage d'entrée, de façon à ce que le circuit d'entrée soit accordé aussi exactement que possible sur la fréquence reçue.

L'étage de changement de fréquence est suivi de l'amplificateur MF, accordé sur une seule fréquence. Cet amplificateur fournit le gain HF (généralement deux ou trois étages).

L'amplificateur MF est lui-même suivi du démodulateur, qui diffère suivant le genre de réception requise.



La tension BF issue du démodulateur est amplifiée par un ou deux étages BF, et alimente des écouteurs ou un haut-parleur.

Il est important de connaître ce schéma, car c'est le schéma de principe du superhétérodyne sur lequel est calqué le schéma des récepteurs plus complexes.

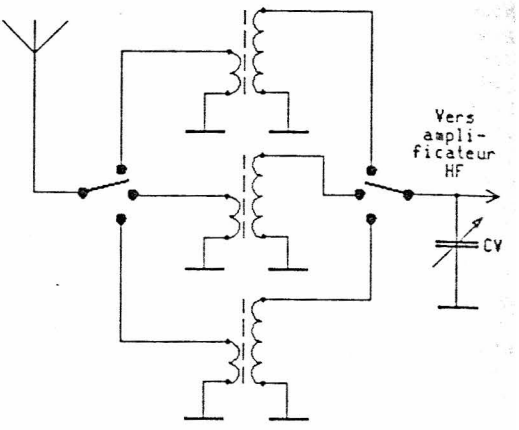
22.6.2 Récepteurs multibandes

En général, les récepteurs servent à la réception de plusieurs longueurs d'ondes (plusieurs bandes de fréquences), et par conséquent comportent un dispositif permettant de commuter divers circuits accordés suivant la fréquence à recevoir. Nous n'entrerons pas dans les détails de cette commutation, car elle est en principe fort simple et ne ferait qu'alourdir les schémas présentés. Donnons quand même un bref schéma de principe de cette commutation pour 3 bandes par exemple.

Le signal issu de l'antenne est dirigé par un commutateur sur l'un des circuits oscillants, et le condensateur variable, de l'autre côté, est placé par le commutateur sur la bobine sélectionnée. De ce fait, le condensateur variable est commun à toutes les bandes de fréquences à recevoir et il n'est pas nécessaire d'avoir d'un bouton d'accord séparé par bande.

Un dispositif similaire est utilisé pour la commutation des circuits de l'oscillateur local et des autres amplificateurs HF si nécessaire.

Signalons encore que la commutation ne se fait pas obligatoirement au moyen de commutateurs mécaniques, et que des circuits électroniques existent qui remplissent les mêmes fonctions (au moyen de diodes).



22.7 RÉSUMÉ

- Un récepteur comporte 5 parties principales : l'antenne, la partie HF, le démodulateur, la partie BF et le haut-parleur (ou dispositif de sortie).

- La sélection des stations (syntonisation) se fait au moyen de circuits LC parallèles.

- La sensibilité, apportée principalement par les étages HF, est la capacité à recevoir des signaux faibles.

- La sélectivité apportée principalement par les étages MF, est la capacité à séparer des signaux proches.

- Un superhétérodyne est un récepteur dont la partie HF est composée d'un étage de changement de fréquence, suivi d'un amplificateur sur une fréquence unique appelé amplificateur MF. L'oscillateur local a une fréquence supérieure à la fréquence à recevoir.

- L'AM est démodulée au moyen d'un circuit détecteur comportant une diode et un circuit RC.

- La BLU est démodulée au moyen d'un détecteur de produit, qui peut être assimilé à un détecteur AM, mais où la porteuse est ré-injectée au moyen d'un oscillateur local appelé BFO.

- La CW est démodulée au moyen d'un détecteur similaire à la BLU, par battement avec un signal local appelé BFO.

- La FM est démodulée au moyen d'un circuit appelé discriminateur. Il existe plusieurs types de circuits discriminateurs.

- La partie BF amplifie les signaux issus du démodulateur jusqu'au niveau requis pour le haut-parleur.

- Il est recommandé de pouvoir reproduire le schéma bloc d'un superhétérodyne, tel celui du paragraphe 22.6.1.

CHAPITRE **23**

Récepteurs II

Ce chapitre traite de certains sujets avancés concernant les récepteurs superhétérodynes modernes. Le lecteur fera bien de le lire et d'en retenir l'essentiel, mais aucun exercice ou résumé ne se trouve à la fin.

Le chapitre se termine par une brève description de ce que l'on appelle les modes spéciaux, c'est-à-dire la transmission de textes et d'images.

23.1 FRÉQUENCE IMAGE

23.1.1 Fréquence image

Il s'agit là de l'un des problèmes inhérents au superhétérodyne, mais qui, comme nous allons le voir, est très bien contrôlé dans les récepteurs modernes.

Considérons un superhétérodyne ayant une moyenne fréquence sur 455 kHz (valeur communément utilisée sur les récepteurs de radiodiffusion) et recevant un signal sur 765 kHz. Considérons encore que l'oscillateur local se trouve sur :

765 + 455 = 1220 kHz

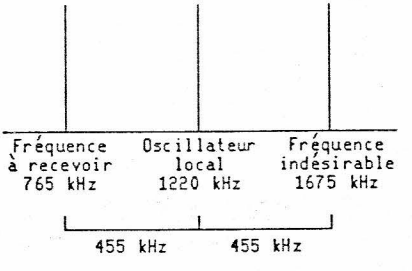
Ces valeurs correspondent bien à ce que nous avons dit sur le changement de fréquence :

1220 - 765 = 455 kHz

Comme nous le savons, une multitude de signaux de toutes fréquences sont 'récoltés' par l'antenne, et dans notre cas, seul celui de 765 kHz doit être reçu. Mais qu'arrive-t-il à un signal de 1675 kHz ? En effet :

1675 - 1220 = 455 kHz

Pour une fréquence d'oscillateur donnée, il existe deux fréquences possibles de réception, situées de part et d'autre de la fréquence de l'oscillateur local et à une distance égale à la valeur de la MF. Cette deuxième fréquence est appelée fréquence image.

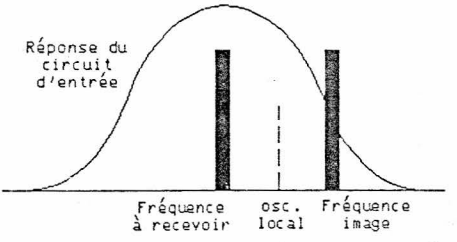


La fréquence image est donc la symétrie, autour de la fréquence de l'oscillateur local, de la fréquence reçue.

On a tout intérêt à supprimer la fréquence image, afin de ne pas causer d'interférences à la fréquence reçue (on entendrait les deux 'programmes' superposés); surtout si la fréquence image provient d'un émetteur puissant (et peut-être local), alors que le signal désiré est faible.

23.1.2 Circuit d'entrée

Le circuit accordé d'entrée, ou l'amplificateur HF, a une certaine sélectivité qui se trouve centrée sur la fréquence à recevoir. Ceci élimine donc la fréquence image dans une grande mesure. La figure suivante nous montre la situation d'un signal que l'on désire recevoir, centré dans la bande passante de l'étage d'entrée, alors que la fréquence image est considérablement atténuée, mais peut-être pas suffisamment. Pour la plupart des récepteurs de radiodiffusion, cette réjection suffit, mais pour les récepteurs de trafic, on utilise une méthode dérivée de celle-ci, mais plus efficace (et aussi plus complexe et donc plus chère).



23.1.3 Double changement de fréquence

Si la moyenne fréquence était plus élevée, la fréquence image serait plus éloignée (en fréquence) de la fréquence reçue et de ce fait mieux atténuée par le circuit d'entrée; cependant, il n'est pas pratique (pour des raisons de sélectivité) d'avoir la MF à des valeurs trop élevées (trop différentes de 455 kHz).

La solution est simple, il faut cascader deux amplificateurs MF, l'un sur une fréquence élevée pour mieux rejeter la fréquence image, et l'autre sur une fréquence plus basse pour obtenir la sélectivité.

Prenons l'exemple d'une MF sur 40 MHz et d'un signal à recevoir sur 3,5 MHz. La fréquence de l'oscillateur local doit être :

$$40 + 3{,}5 = 43{,}5 \text{ MHz}$$

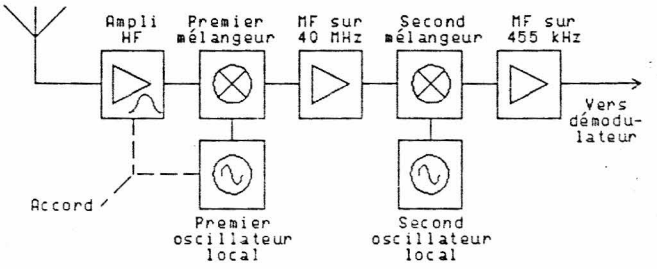
et la fréquence image est :

$$43{,}5 + 40 = 83{,}5 \text{ MHz}$$

distante de 80 MHz de la fréquence reçue et éliminée sans difficultés par le circuit d'entrée.

Pour obtenir la moyenne fréquence à 455 kHz, il faut maintenant un deuxième mélangeur avec dans notre cas un deuxième oscillateur local sur :

$$40 + 0{,}455 = 40{,}455 \text{ MHz}$$



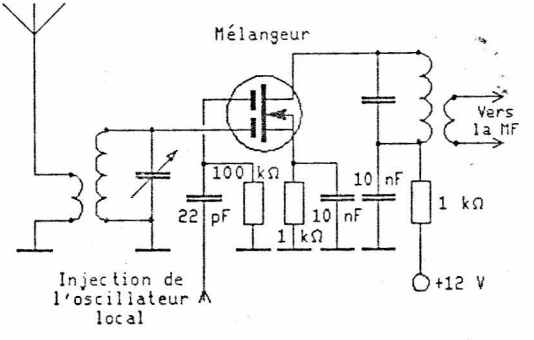
Voici en schéma bloc ce que nous venons de décrire. Nous remarquons que l'étage d'entrée et le premier mélangeur (changement de fréquence) sont similaires au schéma classique; vient ensuite une MF sur une fréquence relativement élevée, dans notre cas 40 MHz. Et finalement, un deuxième changement de fréquence avec son oscillateur local convertit le signal de 40 MHz vers 455 kHz pour la seconde MF. Notons que ce second oscillateur local est accordé sur une fréquence fixe, dans notre cas 40,455 MHz, et qu'il n'a pas besoin d'être variable comme le premier (la fréquence d'entrée du second mélangeur étant constante).

23.2 ÉTAGE D'ENTRÉE

23.2.1 Circuits conventionnels

Dans les récepteurs classiques de radiodiffusion, l'étage d'entrée n'est souvent qu'un simple circuit accordé, destiné à la réjection de la fréquence image et suivi immédiatement du changement de fréquence.

Ce changement de fréquence étant effectué par un composant actif tel un transistor ou un FET, il apporte un certain gain qui est suffisant (figure ci-dessous).

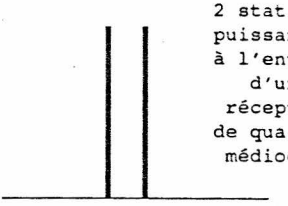


Pour les récepteurs nécessitant une plus grande sensibilité, on adjoint généralement un étage d'amplification devant le mélangeur du changement de fréquence. Cette technique permet non seulement d'obtenir un gain supérieur, mais fournit aussi une meilleure réjection de la fréquence image car l'entrée de l'amplificateur et sa sortie comportent des circuits accordés; de plus, les deux tâches (amplificateur et mélangeur) étant dissociées, cela permet de bien faire les deux séparément plutôt que de compromettre et de moins bien accomplir les deux ensemble.

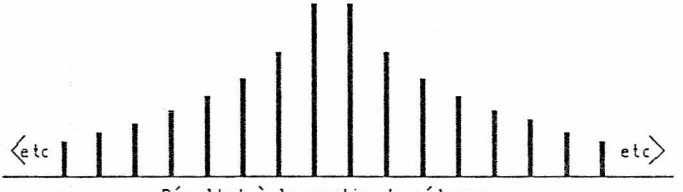
23.2.2 Etage d'entrée performant

Aucun des circuits décrits ci-dessus ne donne vraiment satisfaction pour un récepteur de trafic sur ondes courtes, et une autre méthode est généralement utilisée pour les récepteurs de bonne qualité.

Considérons d'abord la source des ennuis qui peuvent survenir. Soit deux signaux relativement proches en fréquence (distants de 10 à 100 kHz par exemple), à l'entrée d'un récepteur. Si en plus ces signaux sont de grande amplitude, c'est-à-dire provenant d'émetteurs puissants, ils risquent de saturer l'amplificateur HF et le mélangeur, ce qui signifie que ces derniers n'étant plus linéaires, vont introduire de la distorsion et créer des harmoniques de ces signaux. De plus, ces signaux vont battre ensemble et produire des sommes et différences de leurs deux fréquences et de leurs harmoniques : une situation catastrophique. Il va être impossible de distinguer le bon signal des mauvais, et l'auditeur aura l'impression que le même signal se retrouve en différents endroits de la bande, ou même sur différentes bandes. Pire, certains de ces signaux parasites tomberont sur la même fréquence que d'autres signaux et l'on entendra deux stations à la fois sans pouvoir les séparer. Dans les cas extrêmes, cet état de choses produit une augmentation générale du bruit de fond et masque complètement les stations les plus faibles.



Signaux de 2 stations puissantes à l'entrée d'un récepteur de qualité médiocre



Résultat à la sortie du mélangeur

Cet état de chose s'appelle l'intermodulation ou IMD (InterModulation Distortion - distorsion d'intermodulation).

Il n'existe pas de solution parfaite à ce problème, mais grâce à plusieurs solutions partielles appliquées simultanément, on produit de nos jours d'excellents récepteurs pratiquement sans aucun des défauts décrits ci-dessus.

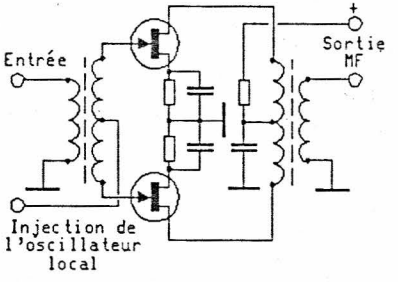
- On utilise dans ces récepteurs des mélangeurs passifs dit mixers à diodes (mélangeurs), qui ne se laissent pas saturer facilement à condition que le niveau (amplitude) de l'oscillateur local injecté soit suffisant. On utilise aussi des circuits mélangeurs symétriques, en général à FETs (figure page suivante).

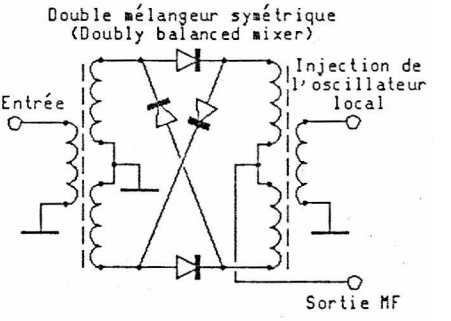
- On ne monte pas trop de gain en avant du mixer (amplificateur HF), de façon à ce que les signaux puissants ne le deviennent pas encore plus pour saturer le mixer.

- L'amplificateur HF, devant le mixer, peut souvent être mis hors circuit afin de diminuer le gain devant le mixer dans les cas extrêmes, ou lorsque ce gain est inutile. Certains récepteurs utilisent un atténuateur, mais cette solution n'est pas aussi élégante ni techniquement satisfaisante.

On mesure la capacité d'un récepteur à recevoir des signaux forts sans causer de distorsion d'intermodulation par ce que l'on appelle le 'third order intercept point' ou point d'interception. Plus la valeur de cette mesure est élevée, meilleure est la capacité du récepteur à supporter des signaux forts. Pour plus de détails sur cette méthode de mesure relativement complexe, on peut consulter l'article de F1CCJ dans le Radio-REF de août-septembre 1982 page 728. Un bon récepteur HF de trafic devrait avoir un point d'interception (input intercept point) en tous cas supérieur à 0 dB (opinion de l'auteur).

La figure suivante présente deux schémas de mélangeurs équilibrés (ou symétriques), à FETs et à diodes :



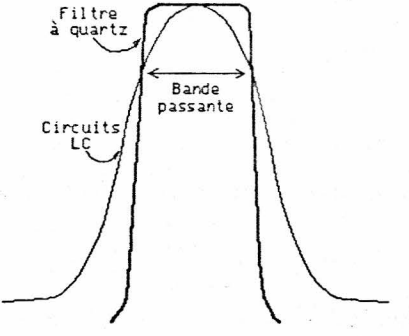


23.3 MOYENNE FRÉQUENCE

Il s'agit maintenant d'examiner succinctement les caractéristiques des étages MF dans les récepteurs modernes.

23.3.1 Filtres MF

La sélectivité est entièrement l'apanage des étages MF et c'est de ce côté que se dirigent la plupart des efforts des constructeurs.



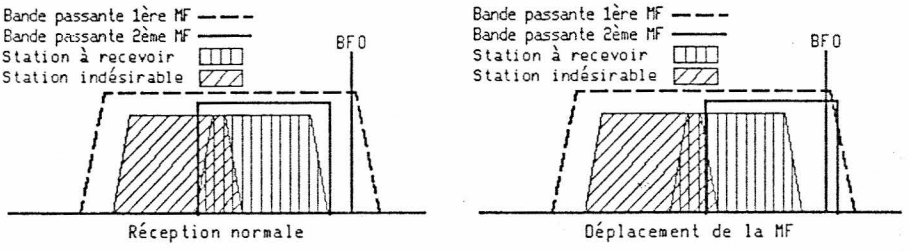
De plus en plus, les récepteurs modernes utilisent des filtres à quartz qui sont supérieurs aux circuits LC de par la raideur des flancs de leur bande passante, surtout vers le bas de leurs courbes.

Généralement, les récepteurs en comportent plusieurs et en particulier un pour chaque valeur de moyenne fréquence.

La largeur de la bande passante de ces filtres dépend du genre de signaux reçus. Par exemple, pour la BLU, on utilisera un filtre de 2,4 à 3 kHz, alors que pour l'AM il faudra un filtre de 6 à 9 kHz de largeur. Pour la télégraphie, il n'est généralement pas utile de descendre en-dessous de 500 Hz. Si un supplément de sélectivité est requis, il peut généralement être obtenu au moyen de filtres BF.

23.3.2 IF shift

Littéralement, cette expression signifie déplacement de la MF; c'est une méthode adoptée dans certains récepteurs pour faciliter l'élimination des signaux d'interférences. Voyons en quoi cela consiste.



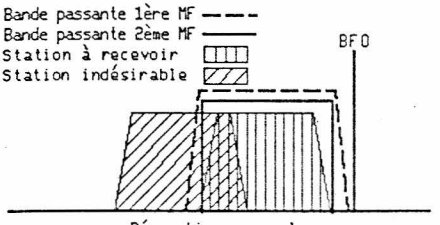
La zone hachurée verticalement représente le spectre du signal BLU à recevoir, alors que la zone hachurée oblique est un signal indésirable. Le trait épais représente la bande passante de la deuxième MF et la raie verticale est la fréquence du BFO, c'est-à-dire de la porteuse réinsérée (il s'agit donc dans ce cas d'un signal en LSB). La ligne en pointillé représente la bande passante de la première MF (qui ne joue ici aucun rôle).

Le déplacement de la bande passante de la moyenne fréquence permet d'éliminer plus ou moins le signal d'interférence mais au détriment du signal désiré, une partie de ce dernier étant également éliminée.

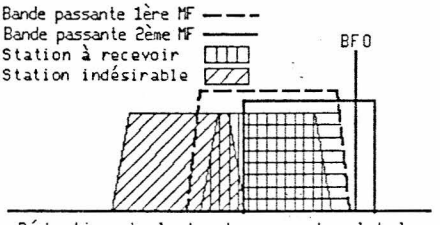
23.3.3 Band-pass tuning

L'inconvénient de l'IF shift est évident : si un signal d'interférence se trouve également de l'autre côté du signal à recevoir, l'amélioration sera inexistante.

Ce problème peut être résolu pour le prix d'un deuxième filtre à quartz étroit, et donc cher, dans la première MF ou dans une troisième MF. Considérons les dessins suivants, qui sont les mêmes que précédemment, mais où la courbe pointillée est plus étroite pour représenter le filtre additionnel dont nous parlons ci-dessus.



Réception normale



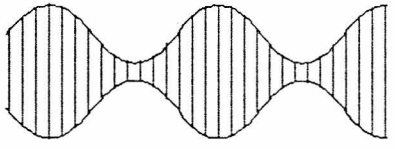
Réduction de la bande passante globale

La réponse globale est l'intersection (pour ceux qui ont fait des mathématiques modernes) des deux courbes, c'est-à-dire la zone commune aux deux filtres (hachurée horizontalement).

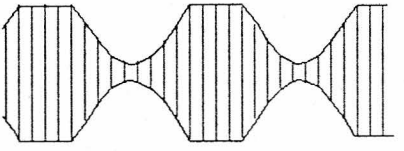
De cette façon, la bande passante globale du récepteur peut être réglée d'une centaine de Hz à la bande passante maximale, généralement 2,7 kHz pour la BLU.

23.3.4 Commande automatique de gain

Lors de la réception en AM ou BLU, il est important que le signal ne subisse pas de distorsions dans l'amplificateur MF. Ceci pourrait avoir lieu si l'amplificateur MF était saturé, c'est-à-dire si l'amplitude du signal était telle qu'il ne pourrait passer sans être 'aplati' sur ses crêtes.



Pas trop d'amplitude : pas de distorsion

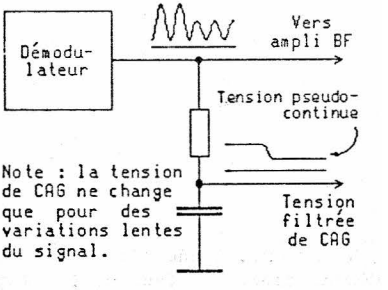


Trop d'amplitude et pas de CAG : signal écrêté

Mais ce n'est pas tout, il serait souhaitable que le niveau BF soit constant quand on passe d'une station faible à une station plus forte. La solution à ces deux problèmes réside en un système appelé la Commande Automatique de Gain abrégé par CAG ou AGC (Automatic Gain Control).

Le principe en est fort simple, l'application un peu moins. On mesure l'amplitude moyenne du signal à la sortie du démodulateur, et plus ce niveau est élevé, plus on diminue le gain de la MF.

Mais si l'on parle de valeur moyenne, il faut considérer l'intervalle de temps sur lequel est faite cette moyenne, et cet intervalle de temps est simplement déterminé par un circuit RC dont la constante de temps peut aller de 0,2 à 2 ou 3 s.



Souvent, cette constante de temps est réglable, soit d'une façon continue, soit par pas. En effet, l'un des buts de la CAG est de garder un niveau de sortie constant même si le signal d'entrée varie; c'est souvent le cas, à cause du fading qui est une variation du niveau HF à l'antenne dû à des phénomènes de propagation que nous étudierons plus tard. Le fading se caractérise par des variations plus ou moins rapides du signal. Ces variations peuvent avoir une période comprise entre 1/3 de seconde et quelques minutes.

Un circuit de CAG à réaction lente est parfaitement à même de contrôler les phénomènes lents mais ne pourra pas corriger assez vite les phénomènes plus rapides. Si par contre la CAG n'agit que rapidement et que l'on écoute de la parole, on peut entendre le bruit de fond remonter entre les mots (dû au gain qui remonte), et ceci est gênant; c'est pourquoi il est intéressant de pouvoir régler la constante de temps de la CAG.

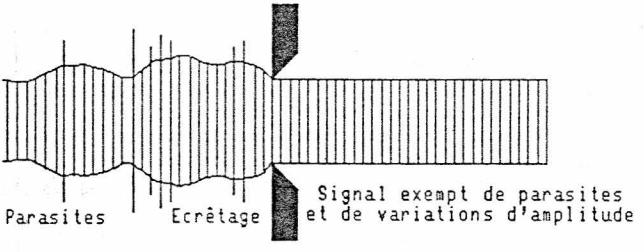
23.3.5 Gain HF

La plupart des récepteurs modernes sont aussi équipés d'un contrôle appelé gain HF; il est question en réalité d'un réglage du gain de la MF qui agit simplement en superposant une tension sur la ligne (1) de CAG, permettant ainsi de diminuer le gain MF manuellement.

Il ne faut pas confondre ce réglage avec un atténuateur, ce dernier agissant tout à l'entrée du récepteur avant toute amplification, alors que le gain HF agit au niveau de la MF (comme son nom ne l'indique pas).

23.3.6 Moyenne fréquence FM

Le cas d'une moyenne fréquence destinée à la réception FM est différent. Là, nous avons intérêt à avoir le maximum de gain, et si le signal est écrêté, tant mieux, cela supprimera les parasites. Voyons cela sur un croquis :



L'information utile d'un signal FM étant des variations de fréquence, aucune information d'amplitude n'a besoin d'être conservée, et comme illustré, l'écrêtage est bénéfique car il supprime les parasites qui sont superposés en amplitude sur le signal.

Si par contre le signal FM reçu est trop faible, l'écrêtage n'aura pas lieu et il risque d'y avoir tout de même des parasites sur la réception.

(1) Le mot ligne réfère ici au fait que la tension de CAG étant issue du démodulateur, il faut un fil (une ligne électrique) qui la ramène en arrière aux étages MF.

23.3.7 Squelch

Un mot anglais de plus! Puisque le gain de la MF dans un récepteur FM est toujours maximal et de plus, se trouve être important afin de recevoir les signaux faibles dans les meilleures conditions possibles, lors de l'absence de signal à recevoir, on entendra le bruit propre de l'amplificateur, plus celui capté par l'antenne comme un souffle important, comparable au bruit d'une chute d'eau. Si l'on désire rester en veille en réception dans l'attente d'un appel, ce bruit deviendra vite insupportable. On a donc imaginé un circuit permettant de supprimer ce bruit (en coupant simplement l'étage BF) en l'absence de signal reçu.

Le circuit permettant cette action est le 'squelch'. En général, un réglage de squelch se trouve sur la face avant du récepteur afin d'en ajuster le niveau au point où le bruit disparaît. Si le réglage de squelch est poussé trop loin, il ne 's'ouvrira' que pour les signaux puissants et les signaux faibles ne seront pas entendus.

Le circuit de squelch est donc un circuit sensible à l'intensité du signal reçu et qui enclenche la BF si ce signal dépasse un niveau préréglé.

23.3.8 S-mètre

Tous les récepteurs de trafic sont dotés d'un appareil permettant d'apprécier la force relative du signal reçu; cet appareil gradué en 'points S' (S comme signal) est tout naturellement appelé S-mètre.

La graduation des S-mètres va de 1 à 9, 1 représentant un signal à peine audible. Un point S est égal a 6 dB, soit une différence de signal de 2 en tension sur l'antenne, ce qui correspond à une puissance (apparente) 4 fois plus importante de l'émetteur (§ 12.2). La graduation change au-dessus de S9, et augmente de 10 en 10 dB.

Les points S n'ont pas de référence absolue (quelquefois 50 ou 100 μV pour S9), ce qui implique qu'un signal donné peut être reçu avec une force différente suivant la sensibilité du récepteur; ceci n'est cependant pas une grande lacune, car la sensibilité des récepteurs est sensiblement la même d'un fabricant à l'autre.

23.4 MODES SPÉCIAUX

Ce terme regroupe tous les moyens de transmission d'informations à disposition de l'amateur autres que la téléphonie et la télégraphie.

23.4.1 RTTY

Abréviation de RadioTéléTYpe (téléimprimeur par radio), ce terme regroupe tous les modes de transmission ayant un clavier pour moyen d'entrée des informations et un écran ou une imprimante pour moyen de sortie. De plus en plus, les amateurs utilisent des micro-ordinateurs (connectés sur leurs émetteurs) pour l'émission et la réception de ces signaux.

Différents codes et différents protocoles sont utilisés pour la transmission :

- Baudot : il s'agit d'un ancien code où les lettres et chiffres sont représentés par un code binaire (suite de 1 et de 0 comme dans les ordinateurs). Malgré son ancienneté, ce code est encore utilisé grâce à la grande quantité d'équipement disponible l'utilisant (télé-imprimeurs).

- ASCII : c'est un autre code plus récent, mais du même genre que le code baudot. Il est de plus en plus populaire auprès des amateurs. C'est le code le plus utilisé par les professionnels de l'informatique. ASCII est l'abréviation de : American Standard Code for Information Interchange.

- AMTOR : il ne s'agit pas d'un code, mais d'un protocole de transmission. Le protocole est en gros le suivant :

  -Une station envoie un groupe de 3 caractères et passe en écoute.
  -L'autre station envoie un caractère de contrôle comme quittance des 3 caractères juste reçus.
  -Si la première station reçoit bien le caractère qu'elle attendait, elle envoie les 3 caractères suivants, dans le cas contraire, elle renvoie les 3 premiers caractères jusqu'à ce que ceux-ci soient correctement reçus.

Bien entendu, tout ceci se passe très rapidement sous le contrôle d'un micro-ordinateur sans que l'utilisateur ait à intervenir. Un autre protocole aussi utilisé consiste à envoyer chaque caractère deux fois pour diminuer les chances d'erreur.

- Packet radio : il est indispensable pour ce mode de transmission comme pour le précédent de disposer d'un micro-ordinateur (TNC - Terminal Node Controller), s'occupant du protocole de transmission et de réception. Cette technique consiste à envoyer des blocs de data (données, informations, messages) appelés 'packets' comportant, entre autres, des informations sur le destinataire et un moyen de détecter les erreurs de transmission.

Les modes ci-dessus étant en définitive une transmission successive de signaux digitaux (1 et 0), on les transmet au moyen de 2 tons (2 fréquences BF), l'un représentant les 1 et l'autre les 0. L'écart entre ces fréquences est de 170 Hz ou 850 Hz suivant les bandes utilisées pour l'émission.

23.4.2 Télévision d'amateur

- SSTV : l'abréviation de Slow Scan TV signifie TV à balayage lent, mais on le traduit généralement TV à bande étroite. Normalement, pour transmettre une image de télévision, il faut une bande passante très large, de l'ordre de 5 MHz. La télévision à bande étroite n'utilise qu'une bande passante restreinte de 3 kHz, c'est-à-dire la même que pour la transmission de parole mais au détriment de la vitesse et de la résolution (finesse de l'image).

En effet une image SSTV n'est composée que de 128 x 128 points (une image de TV normale est composée à peu près de 400 x 600 points) et il faut 8 secondes pour transmettre une image SSTV complète (alors qu'en TV normale on envoie 25 images par secondes).

L'image est transmise ligne par ligne et à chaque niveau de gris correspond une fréquence BF. Le signal BF reçu est donc démodulé à l'aide d'un discriminateur (pour la bande BF) de façon à décoder l'image qui est reconstituée ligne par ligne, soit sur un écran persistant (où il est encore possible de voir l'image après quelques secondes), soit de plus en plus, mémorisée par un circuit digital ou un micro-ordinateur.

-ATV : Amateur TV, est, comme son nom l'indique, l'équivalent amateur de la télévision normale. Généralement, les normes d'ATV sont les mêmes que celles de télévision normale dans le pays concerné, à l'exception de la fréquence d'émission qui doit être dans l'une des bandes amateurs UHF ou au-dessus.

CHAPITRE **24**

Lignes de transmission

La transmission de signaux de haute fréquence est une tâche qui n'est pas aussi triviale qu'il peut y paraître à première vue. Cette transmission doit avoir lieu entre un émetteur et un amplificateur par exemple, ou entre cet amplificateur et l'antenne. Nous allons étudier dans ce chapitre les caractéristiques principales de ces lignes de transmission.

24.1 LIGNES DE TRANSMISSION

24.1.1 Lignes asymétriques

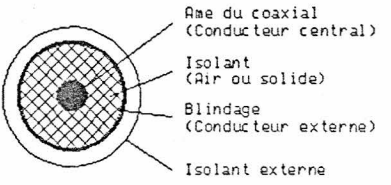
Ce sont probablement les plus répandues. Elles sont constituées d'un conducteur central, entouré d'un autre conducteur ayant la forme d'un tube.

Ce genre de câble est plus communément nommé ligne coaxiale, car les deux conducteurs sont concentriques (ils partagent donc un axe commun).

Le conducteur central est l'âme du coaxial et le conducteur extérieur est son blindage.

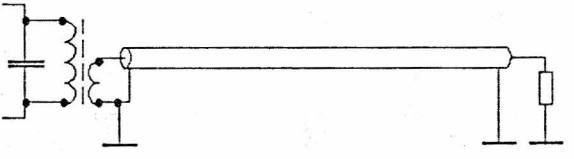
Entre les deux conducteurs et autour du blindage, se trouve un isolant.

Le blindage est généralement constitué de fils fins tressés.



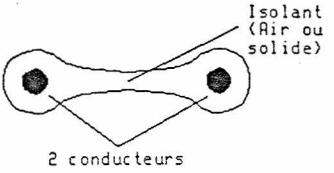
L'isolant entre les deux conducteurs est d'une épaisseur en rapport avec la tension maximale admissible dans la ligne.

Les lignes coaxiales sont dites asymétriques par opposition aux lignes symétriques, mais cela résume aussi la façon dont elles sont alimentées. Le dessin ci-dessous représente le circuit de sortie d'un émetteur, sur lequel est branché une ligne asymétrique et en bout de laquelle se trouve une résistance de charge symbolisant l'antenne d'émission.



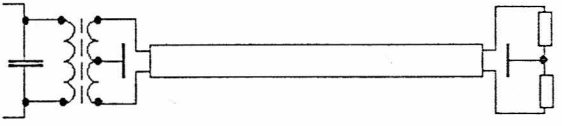
24.1.2 Lignes symétriques

Ces lignes sont d'une construction apparemment plus classique : elles sont constituées de deux conducteurs parallèles et identiques, maintenus à une distance constante l'un de l'autre.



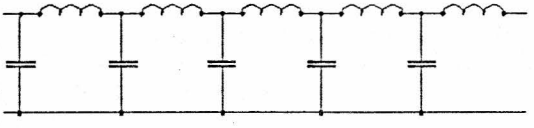
Ces lignes sont aussi appelées feeder, un terme anglais signifiant 'qui alimente'. La distance est maintenue entre les deux conducteurs par un isolant continu pour les lignes de faible puissance et par des entretoises disposées régulièrement pour les lignes de haute puissance.

La symétrie de ce genre de lignes va apparaître clairement lorsque nous aurons vu la manière de les connecter. Le circuit de sortie de l'émetteur est couplé à la ligne par un circuit symétriseur ayant un point milieu relié à la masse, les deux conducteurs portant des courants égaux mais de phases opposées. Il faut que de l'autre côté la charge soit symétrique, c'est pourquoi pour le moment, nous représenterons la charge (par exemple une antenne) par deux résistances égales.

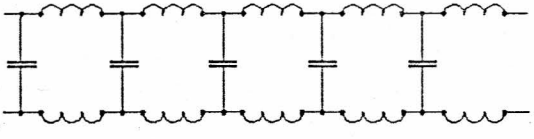


24.1.3 Impédance caractéristique

Comme nous l'avons dit, un simple fil possède sa propre inductance, telle une petite self (§ 7.3.1), nous pouvons donc nous attendre à ce que les conducteurs de notre ligne (symétrique ou asymétrique) exhibent une certaine inductance. Une ligne est par ailleurs, constituée de deux conducteurs parallèles, c'est-à-dire en regard l'un de l'autre et nous pouvons donc nous attendre à ce qu'il y ait une certaine capacité entre les conducteurs.



La figure ci-dessus représente donc le 'schéma équivalent' d'une ligne asymétrique et celle ci-dessous celui d'une ligne symétrique.



Tous ces petits condensateurs et petites selfs élémentaires ont donc une impédance et représentent une constante pour chaque type de ligne.

Imaginons maintenant une ligne infiniment longue (ce qui n'existe pas) et coupons-la en deux. Branchons une source de tension continue quelconque à l'une des extrémités ainsi obtenue. Le nombre infini de petites capacités élémentaires va se charger, et le flanc de courant avançant le long de notre câble de longueur infinie va être retardé par les petites bobines élémentaires (§ 7.2.2, 9.3.3 et 10.1.2). Un courant va donc être débité par la source et la valeur de ce courant est :

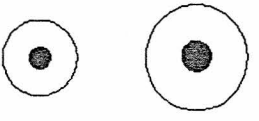
$$I = U/Z \qquad \text{d'où} \qquad Z = Zo = U/I$$

Où Zo (Z zéro) représente l'impédance caractéristique du câble. Il n'est pas possible de réaliser cette expérience, un câble de longueur infinie n'existant pas.

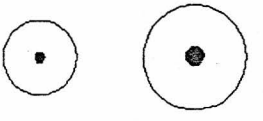
Les câbles coaxiaux ont généralement une impédance Zo entre 50 et 100 Ω, alors que les lignes symétriques vont de 200 à 600 Ω.

L'impédance Zo d'une ligne ne varie pas en fonction de la fréquence.

L'impédance d'une ligne est affectée par les dimensions physiques relatives de ses composants; il existe des lignes coaxiales de 50 Ω, de diamètres variant entre 2 et 30 mm et même plus, mais ce qui détermine l'impédance est le rapport des dimensions.



2 exemples de coaxial 50 Ω



2 exemples de coaxial 100 Ω

24.1.4 Atténuation

Rien n'est parfait, et il en ira de même pour nos lignes de transmission, elles auront des pertes. Ces pertes sont de deux ordres, les pertes par résistance des conducteurs et les pertes dues à l'isolant pouvant s'assimiler à une résistance en parallèle sur la ligne.

Un autre effet entre encore en ligne de compte : lorsque l'on monte en fréquence, c'est l'effet pelliculaire ou effet de peau (§ 13.3.2).

Pour ces raisons, on utilise en général des lignes de section plus importante lorsque les signaux à transmettre sont de fréquence élevée et même des lignes argentées, ou, pour les grandes puissances, des tubes puisque seule la pellicule externe des conducteurs participe à la conduction.

Les pertes dans les lignes s'expriment en dB (décibels) par unité de longueur et à certaines fréquences; par exemple un câble coaxial donné a des pertes de 3 dB/100 m à 30 MHz et 12 dB/100 m à 300 MHz (RG8/U).

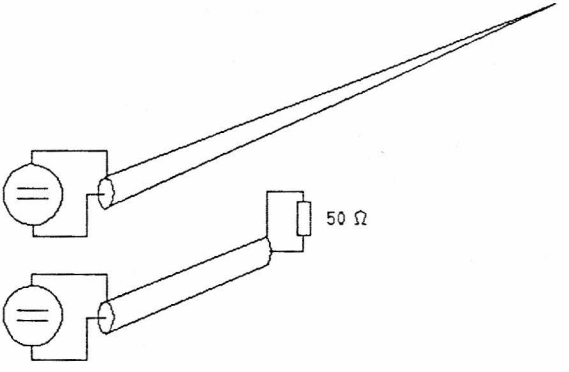
24.1.5 Vélocité

Comme nous l'avons vu ci-dessus, l'énergie électrique dans une ligne de transmission ne se propage pas à 300 000 km/s (comme dans un conducteur normal) mais plus lentement à cause des réactances élémentaires qui constituent la ligne. Ce ralentissement est de l'ordre de 0,6 à 0,9 suivant les lignes. Ce ralentissement est appelé facteur de vélocité de la ligne.

24.2 APPLICATIONS DES LIGNES

24.2.1 Terminaison

Revenons à la ligne infiniment longue de ci-dessus. Nous avons établi que la source de tension ne 'voyait' qu'une impédance de Zo Ω. Prenons le cas d'une ligne de 50 Ω, nous savons que tout ce que la source de tension voit est une résistance de 50 Ω.



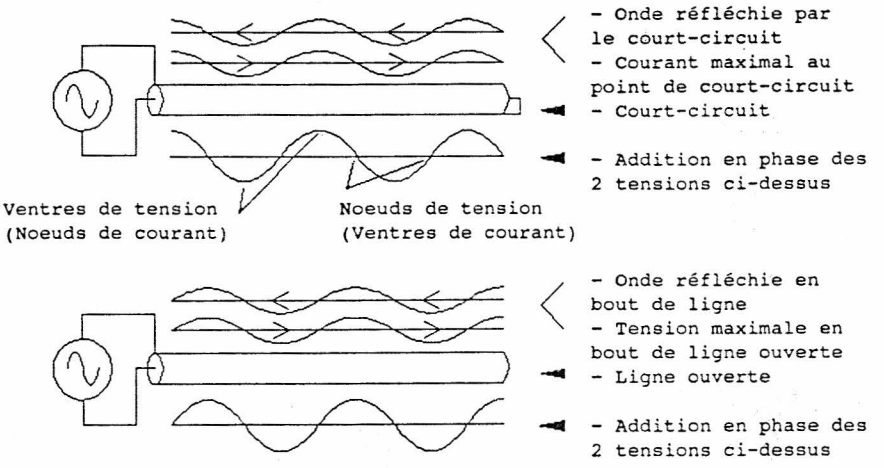
Coupons notre ligne à une distance quelconque de la source de tension, et branchons à cet endroit une résistance de Z = 50 Ω (1). La source de tension n'y verra aucune différence. Ceci est très important pour la compréhension des quelques paragraphes suivants, et signifie qu'une ligne terminée sur son impédance caractéristique se comporte comme une ligne infiniment longue.

24.2.2 Lignes ouvertes et court-circuitées

Il s'agit de cas particuliers de terminaison de ligne, soit la ligne n'est pas terminée et l'on se trouve en présence d'un bout de ligne ouverte, soit ce segment de ligne est terminé par un court-circuit.

Si le segment est terminé par un court-circuit, il ne peut y avoir de tension aux bornes de cette ligne et le courant dans le court-circuit est à un maximum; mais si la ligne est ouverte, il ne peut y avoir de courant en ce bout de ligne, et la tension est à un maximum.

(1) La lettre Z est utilisée ici pour indiquer que le raisonnement est valable aussi bien en continu qu'en alternatif.



Répartition des tensions le long de la ligne

Dans le cas d'une ligne proprement terminée, toute la puissance fournie par la source est absorbée par la charge après avoir transité le long de la ligne; mais dans le cas d'un court-circuit ou d'une ligne ouverte, aucune puissance ne peut être dissipée dans la terminaison, et toute la puissance fournie doit revenir vers la source; on dit que la puissance est réfléchie, la terminaison (inexistante ou court-circuit) agissant comme un miroir.

24.2.3 Lignes imparfaitement terminées

Si une ligne est terminée sur une autre impédance que son impédance caractéristique Zo, nous serons en présence d'un cas intermédiaire.

Soit l'impédance de la terminaison est plus élevée que Zo, et nous aurons un cas tendant vers le cas d'une ligne ouverte, soit l'impédance de charge est plus faible que Zo, et nous aurons un cas tendant vers celui d'une ligne en court-cicuit.

Dans les deux cas, une partie de l'énergie est réfléchie vers la source, l'onde réfléchie s'additionnant ou se soustrayant par endroits avec l'onde directe comme indiqué dans la figure ci-dessus.

Prenons le cas extrême d'un court-circuit en bout de ligne, dans ce cas, toute l'énergie est réfléchie, et la tension réfléchie est de même amplitude que la tension directe. Par endroits, suivant la phase instantanée entre ces deux tensions, elles vont s'annuler (déphasage de 180°) ou au contraire s'additionner (en phase, § 9.2.3), cas de la figure ci-dessus. Les endroits où la tension s'annule sont appelés des noeuds de tension, alors que ceux où elle se renforce sont des ventres de tension. Les emplacements le long de la ligne de ces noeuds et ventres de tension sont fixes et dépendent de la fréquence, de la longueur de la ligne et de l'impédance de charge. Ceci donne naissance à un phénomène d'ondes stationnaires le long de la ligne.

L'importance de ce phénomène mesuré par le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) est défini comme le rapport des pointes de tension (ou de courant) sur les creux de tension (respectivement de courant) et est égal (pour le cas de résistances pures) au rapport de Zo sur Rterminaison, de façon à ce que ce rapport soit supérieur à 1 :

$$TOS = \frac{Umax}{Umin} = \frac{Imax}{Imin} = \frac{Zo}{R} \text{ ou } \frac{R}{Zo}$$

Notes : Le TOS est appelé en anglais VSWR ou SWR : Voltage Standing Wave Ratio. Cette formule, ainsi que la définition ci-dessus, sont considérablement simplifiées et ne s'appliquent qu'au cas spécifique de résistances pures, ceci afin de ne pas trop alourdir le texte.

Si nous appliquons cette formule au cas extrême de la page précédente où les noeuds de tension étaient de zéro (annulation complète de la tension, cas de deux tensions égales en opposition de phase), nous nous trouvons en présence d'une division par zéro, ce qui donne une valeur infinie; dans ce cas le TOS est infini.

Si la terminaison est égale à Zo, c'est-à-dire si la ligne est proprement terminée, il n'y a qu'une onde directe (pas d'onde réfléchie) et par conséquent aucune onde stationnaire; le rapport de la tension maximale à la tension minimale est de 1/1 et le TOS est de 1:1 (lire 1 à 1), mais c'est rarement le cas; pratiquement, un TOS inférieur à 3:1 est parfaitement acceptable (1/4 de la puissance est réfléchie) bien qu'en général on essaie de le maintenir inférieur à 2:1 (11 % de la puissance réfléchie).

Dans la pratique on se sert d'appareils appelés réflectomètres ou TOS-mètres pour mesurer le TOS (prononcé T-O-S). Notons que ces appareils ne peuvent réellement mesurer le TOS que s'ils sont très bien calibrés, et ce n'est pas toujours le cas. Il faut donc interpréter leurs mesures avec circonspection, surtout aux valeurs de TOS dépassant 3.

24.2.4 Effets du TOS

La majorité des émetteurs modernes sont prévus pour être chargés sur 50 Ω. Si un tel émetteur est branché sur une ligne de 50 Ω mal terminée, une partie de l'énergie qu'il fournit à la ligne va lui revenir. De cette énergie une portion va être réfléchie dans la ligne et le reste va être dissipé par l'étage final de l'émetteur. Ceci peut causer une dissipation excessive de l'étage final et entrainer sa destruction. Une autre façon de considérer le même phénomène est de voir que si la charge est de valeur trop élevée, l'étage final va être le siège de tensions trop importantes, ou inversement de courants trop forts si la charge est de valeur trop faible, c'est pourquoi les transceivers modernes (²) sont équipés de circuits de protection qui diminuent la puissance de sortie de l'émetteur en présence d'un TOS trop élevé (en général supérieur à 3).

L'une des conséquences (indirecte) du TOS est donc une diminution de la puissance de sortie de l'émetteur (dans la plupart des cas).

(²) Transceiver = transmitter-receiver, c'est-à-dire émetteur-récepteur.

La partie du signal réfléchi non absorbée par l'émetteur va retourner vers l'antenne, mais en chemin, elle va subir (de même que le signal direct) l'atténuation due aux pertes dans la ligne. Cette atténuation est relativement faible aux fréquences inférieures à 30 MHz, mais devient importante en VHF et UHF. On s'efforcera donc pour ces fréquences d'utiliser des lignes à faibles pertes, et de minimiser le TOS.

Aux hautes puissances, la tension réfléchie s'additionnant par endroits à la tension directe, la tension dans la ligne peut dépasser la tension de claquage de l'isolant, et causer la destruction de la ligne.

Un raisonnement similaire peut être tenu pour le courant, le courant réfléchi s'additionnant au courant direct, peut causer des surchauffes localisées de la ligne, ce qui peut faire fondre l'isolant et permettre à la ligne de se mettre en court-circuit.

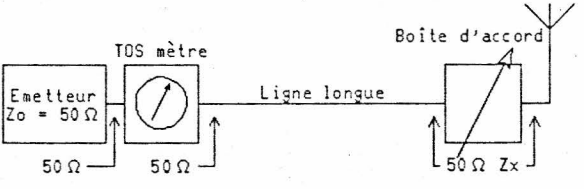
Finalement, en présence de TOS, la longueur de la ligne peut sembler influencer la mesure du TOS, c'est-à-dire que pour certaines longueurs de ligne (en relation avec la fréquence considérée) le TOS peut sembler meilleur que ce qu'il est en réalité. En fait, le TOS dans la ligne ne change généralement pas, et varier la longueur de la ligne n'est souvent qu'un remède fictif; cela peut effectivement améliorer la situation du côté de l'émetteur qui croira voir sa bonne impédance de charge, mais le rendement à l'antenne ne sera pas amélioré.

24.3 TRANSFORMATION D'IMPÉDANCE

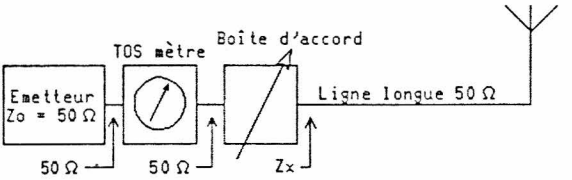
24.3.1 Boîtes d'accord

Il existe des circuits composés de selfs et de condensateurs, tous deux variables, à même de transformer une impédance en une autre. De tels circuits appelés boîtes d'accord ou 'antenna tuners' permettent par exemple de transformer l'impédance (presque) quelconque d'une antenne en 50 Ω requis par le transceiver, mais doivent être réglés pour chaque nouvelle fréquence.

Prenons le cas de la figure suivante où une antenne d'impédance indéterminée Zx doit être connectée à un émetteur prévu pour une charge nominale de 50 Ω. La liaison se fera évidemment par une ligne d'impédance caractéristique de 50 Ω.



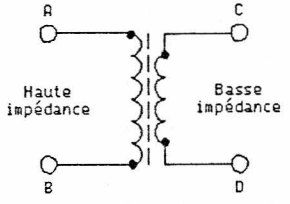
Cet arrangement est presque idéal, l'émetteur est bien chargé par une impédance de 50 Ω au bout d'une ligne de 50 Ω et l'antenne croit être alimentée par une source de Zx. Mais si l'antenne est montée en haut d'un mât, il n'est pas très pratique d'y monter chaque fois que l'on change de fréquence afin de réaccorder la boîte d'accord.

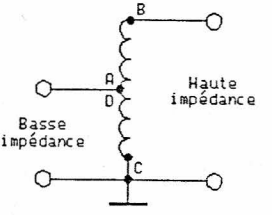


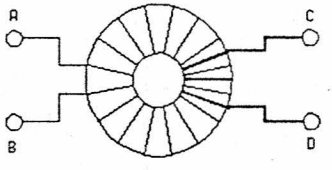
On préfère donc l'arrangement suivant où la boite d'accord est montée près de l'émetteur, mais cela a aussi des inconvénients. L'émetteur verra bien 50 Ω. La ligne de transmission verra Zx à chacune de ses extrémités et sera par conséquent le siège d'ondes stationnaires. Cet arrangement ne sera donc utilisable que si Zx est relativement proche de 50 Ω. C'est dans la pratique l'arrangement le plus courant.

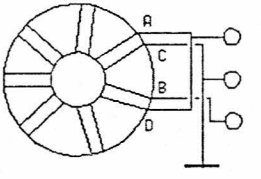
24.3.2 Transformateurs à large bande

Ce sont des transformateurs ou des autotransformateurs (§ 12.1.10) surtout utilisés en dessous de 30 MHz, bobinés soit sur air, soit sur un noyau de ferrite (§ 7.3.1 et 12.1.4) de forme généralement torique (anneau).







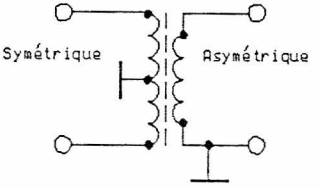


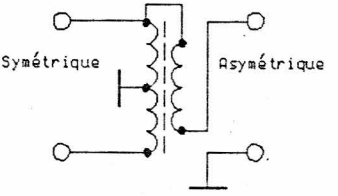
Le matériau constituant le noyau doit être adapté à la fréquence considérée, mais en général, on obtient de bons résultats dans une gamme de 1 à 10, par exemple de 3 à 30 MHz.

24.3.3 Balun

Un balun est une forme particulière du transformateur d'impédances. Le mot balun est la contraction des mots anglais balanced et unbalanced, signifiant symétrique et asymétrique. C'est donc un arrangement permettant de passer d'un type de ligne à l'autre et vice versa.

Souvent les baluns combinent la fonction de transformateur symétrique-asymétrique avec celle de transformateur d'impédance.





Ce chapitre contenant principalement des notions pratiques, il comporte peu d'exercices.

EXERCICES

E24.1 Un balun connecté selon la figure de droite ci-dessus a 17 tours au primaire pour un ligne symétrique de 600 Ω. Quel est le nombre de tours secondaires pour une ligne asymétrique de 50 Ω ?

o 1,5 t o 5 t o 3,5 t o 2,5 t

E24.2 Quelle est la longueur d'une ligne coaxiale, ayant un facteur de vélocité de 0,66 et présentant une longueur électrique de 1/4 d'onde à 145,725 MHz ?

o 2 m o 51,5 cm o 34 cm o 78 cm

E24.3 Un câble coaxial RG58 a les caractéristiques suivantes :
- impédance caractéristique 50 Ω.
- capacité 100 pF/m.
- atténuation 18 dB/100 m à 150 MHz.

17 m de ce câble relient un émetteur pour la bande des 2 m à son antenne; quelle est l'atténuation due au câble ?

o 18 dB o 3 dB o 2 dB o 6,6 dB

E24.4 Un émetteur d'impédance de sortie de 50 Ω alimente une antenne fictive composée de 2 résistances de 100 Ω en parallèles, par une ligne asymétrique de 50 Ω d'impédance caractéristique et de 3,3 m de longueur. Quel est le TOS dans la ligne ?

o 1:1 o 3:1 o 2:1 o 15:1

CHAPITRE **25**

Propagation

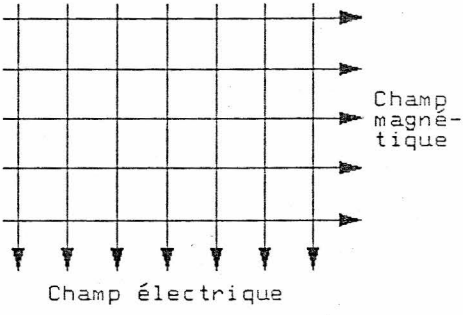
Avant de passer à l'étude des antennes, nous allons nous intéresser à la propagation, qui est l'étude du déplacement des ondes entre l'antenne émettrice et l'antenne (ou les antennes) réceptrice.

25.1 MÉCANISME DE LA PROPAGATION

25.1.1 Polarisation

Les ondes utilisées pour les radiocommunications sont appelées ondes électromagnétiques, et l'étymologie de ce mot suggère déjà leur principe.

La propagation est donc un phénomène électrique et magnétique, et c'est la combinaison du champ électrique et du champ magnétique qui permet la propagation des ondes. Ces deux champs sont toujours à 90° l'un par rapport à l'autre.



Le champ électrique n'est pas forcément vertical comme représenté sur la figure, mais peut prendre différentes positions, entre autres horizontale, ou peut changer continuellement.

On dit qu'une onde est polarisée dans le sens de son champ électrique. Si le champ électrique est vertical comme dans la figure ci-dessus, l'émission est polarisée verticalement, s'il est horizontal, l'émission est polarisée horizontalement, et si le champ tourne continuellement, l'émission est dite à polarisation circulaire.

25.1.2 Longueur d'onde

A toutes fins pratiques, les ondes se propagent à la vitesse de la lumière, c'est-à-dire 300 000 km/s, soit 300.10^6 m/s. Cette vitesse est représentée par la lettre 'c'.

Considérons une antenne qui émet un signal sur 100 MHz soit 100.10^6 cycles par seconde, les ondes s'éloignent de l'antenne à 300 000 km/s. Nous savons aussi qu'en 1 seconde l'antenne émet 100.10^6 cycles. A la fin de la première seconde, le début du premier cycle a parcouru 300 000 km; mais en un cent millionième de seconde ($1/100.10^6$ s) la distance parcourue par le début d'un cycle est égale à exactement un cycle; ceci est la définition de la longueur d'onde :

Longueur d'onde = $\lambda = c/f = 300\ 000\ 000/100\ 000\ 000 = 3$ m

La longueur d'onde est définie comme la distance parcourue par 1 cycle de la fréquence considérée. La longueur d'onde se mesure en m (mètre). Son symbole est la lettre grecque λ (lambda).

Remarque : si la vitesse est exprimée en km et la fréquence en kHz, la distance sera encore en m; il en sera de même si la vitesse est exprimée en Mm (Mégamètre soit 1.10^6 m) et la fréquence en MHz.

Problème résolu 1 :

Quelle est la longueur d'onde de l'émetteur de Sottens sur 765 kHz ?

La fréquence étant exprimée en kHz, il convient soit de l'exprimer en Hz, soit d'exprimer la vitesse de la lumière en km.

Voyons les deux possibilités :

$\lambda = c/f = 300\ 000\ 000/765\ 000 = 392$ m
$\lambda = c/f = 300\ 000/765 = 392$ m

Problème résolu 2 :

On vous donne la longueur d'onde d'une émission comme étant 164 m. Sur quelle fréquence allez-vous régler votre récepteur ?

Une simple transformation de formule nous donne :

$f = c/\lambda = 300\ 000\ 000/164 = 1829\ 000$ Hz
ou $f = c/\lambda = 300\ 000/164 = 1829$ kHz

25.1.3 Atténuation

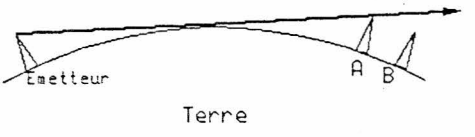
En réalité, beaucoup de facteurs affectent la propagation des ondes, mais dans un cas idéal, c'est-à-dire dans l'espace, il est relativement aisé de prédire l'intensité d'un signal à un endroit donné. Le signal s'atténue d'une façon inversement proportionnelle au carré de la distance. Cela signifie que si, à une certaine distance de l'émetteur, on reçoit un certain signal, au double de la distance, le signal sera 4 fois plus faible.

25.1.4 Onde directe et onde réfléchie

Bien souvent, le signal d'une antenne d'émission peut arriver au récepteur par deux chemins : l'onde de sol ou onde directe est celle qui, partant de l'émetteur, est reçue en droite ligne par le récepteur, et l'onde réfléchie qui, partant vers l'espace, est réfléchie par les couches supérieures de l'atmosphère et retournée vers le sol.

25.1.5 Onde directe

L'onde directe, celle qui se propage au niveau du sol s'atténue en général assez rapidement, mais un autre effet entre en ligne de compte, il s'agit de la courbure de la terre. Le dessin ci-contre illustre bien le phénomène : la station A sera à même de recevoir le signal direct de l'émetteur, mais pas la station B.



25.2 PROPAGATION PAR L'IONOSPHÈRE

25.2.1 Ionosphère

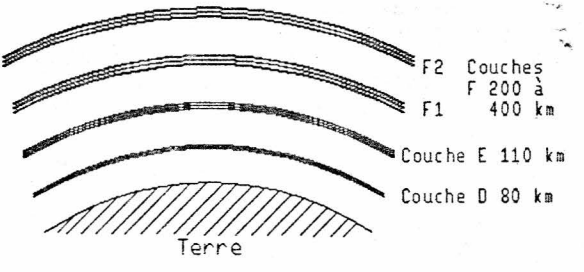
Ce terme dénomme les couches supérieures de l'atmosphère, comprises entre 80 et 400 km autour de la terre. Ces couches sont directement bombardées par le rayonnement solaire (le jour), ce qui a pour effet de les ioniser, c'est-à-dire que des électrons quittent leurs atomes et que de ce fait ces atomes deviennent polarisés (§ 3.2.1). La nuit venue, les électrons se recombinent et les couches ionisées s'atténuent ou disparaissent.

25.2.2 Couches de l'ionosphère

L'ionosphère, de jour, comprend 4 couches principales, réparties selon le tableau suivant :

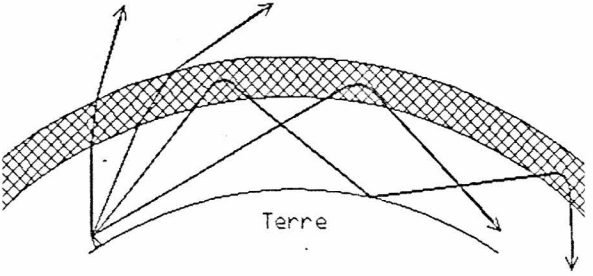
couches	altitude
D	80 km
E	110 km
F1 et F2	200 à 400 km

Les altitudes indiquées sont très approximatives car elles peuvent varier considérablement en hauteur et en épaisseur en fonction de l'heure, de la saison, et de l'activité solaire.



25.2.3 Propagation par réflexions

Les couches ionisées de l'atmosphère agissent un peu comme un miroir pour les ondes arrivant avec un certain angle et de longueur d'onde convenable.

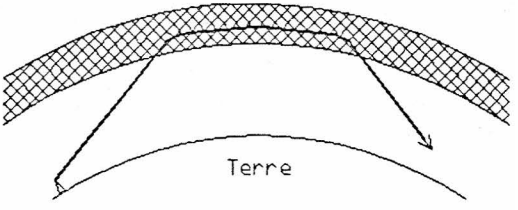


Suivant leur angle d'arrivée, les ondes seront réfractées (déviées dans leur trajectoire) ou réfléchies vers la terre. Il se peut même que les ondes soient à nouveau réfléchies par la terre vers l'ionosphère qui les retournera vers la terre.

De cette façon, il est possible de communiquer à des distances bien supérieures à celles possibles par le moyen de l'onde directe.

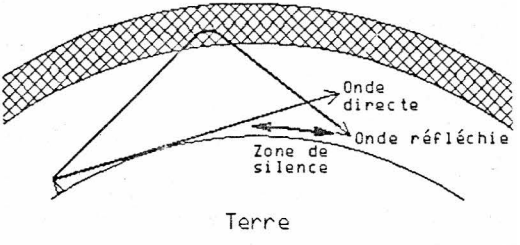
25.2.4 Propagation par "conduction"

Il arrive aussi que l'onde émise soit en quelque sorte retenue et prise en charge par la couche ionisée, qui la laisse repartir un peu plus loin. Ce mode de propagation peut aussi en plus, se combiner avec la propagation par réflexions, permettant quelquefois des liaisons inexplicables autrement.



25.2.5 Zone de silence

Si nous considérons maintenant la combinaison de la propagation directe et de la propagation par réflexion, nous constatons qu'il peut exister une zone dans laquelle l'onde directe ne pénètre pas et cependant trop près de l'émetteur pour qu'elle soit atteinte par l'onde réfléchie. C'est la zone de silence.

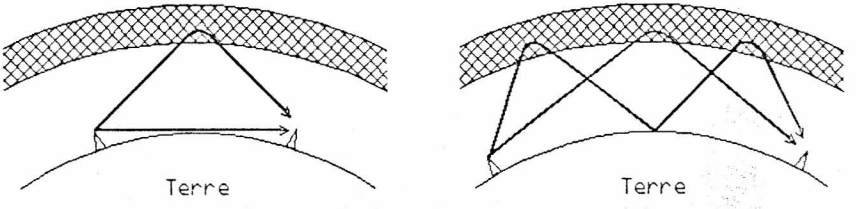


25.2.6 Fading

Les couches de l'ionosphère étant en constant mouvement, l'intensité du signal réfléchi en un point donné varie constamment. Le signal peut même aller jusqu'à s'évanouir par moments. Cet effet à été nommé en anglais fading, mot signifiant littéralement 'évanouissement'.

Le fading peut aussi se produire dans d'autres conditions : si par exemple une antenne reçoit simultanément un signal direct et un signal réfléchi, ou deux signaux réfléchis ayant suivi des chemins différents, le rapport de phase de ces deux signaux peut être tel que par moment ils s'annulent plus ou moins ou se renforcent partiellement.

Le décalage de phase provient bien naturellement de la différence de temps nécéssaire pour parcourir les deux trajets différents.



25.2.7 Activité solaire

Comme nous allons le voir, l'activité solaire joue un rôle prépondérant dans les phénomènes de propagation. Le soleil a des cycles de l'ordre de 11 ans, et chaque cycle passe par une pointe d'activité solaire et par un creux de cette activité. Lors des périodes de grande activité solaire les phénomènes de propagation sont renforcés. Les pointes d'activités ne sont pas toutes égales, et bien entendu, plus la pointe est importante, plus sont marquées les améliorations de la propagation.

25.3 EFFETS DE LA FRÉQUENCE

Jusqu'à maintenant nous avons considéré les phénomènes de propagation d'une manière globale, sans nous soucier de la fréquence du signal émis. Dans la pratique, ce n'est pas possible, car certains effets sont plus marqués à certaines fréquences, et d'autres disparaissent même complètement.

Examinons donc bande par bande quels sont les phénomènes qui entrent en jeu, en gardant à l'esprit qu'il n'y a aucune transition abrupte et que les limites définies pour les bandes sont arbitraires et basées sur l'expérience plutôt que sur des lois scientifiques.

25.3.1 Ondes kilométriques (de 30 à 300 kHz)

Il ne s'agit pas là d'une bande amateur, mais il est intéressant de voir l'évolution de la propagation en fonction de la fréquence d'un bout à l'autre du spectre radio-électrique.

Les ondes longues ne se propagent presque exclusivement que par ondes de sol, qui suivent même la courbure de la terre. Elles arrivent ainsi à parcourir des milliers de km à condition d'y mettre la puissance, les pertes étant grandes pour ce mode de propagation.

25.3.2 Ondes hectométriques (de 300 kHz à 3 MHz)

Cette bande comprend les ondes moyennes (petites ondes) utilisées pour la radiodiffusion, ainsi que la bande amateur des 160 m.

La propagation sur cette bande est limitée de jour à l'onde directe, la couche D absorbant toute l'énergie qu'elle reçoit à ces fréquences et aucune réflexion n'ayant lieu. Mais de nuit, particulièrement en hiver, la couche D disparaît et les couches supérieures encore faiblement ionisées du jour précédent peuvent réfléchir les signaux et permettre ainsi des liaisons de plusieurs milliers de km.

25.3.3 Ondes décamétriques (de 3 à 30 MHz)

Dans cette bande se trouve la majorité des bandes HF ouvertes au service amateur, mais c'est dans cette bande que l'on rencontre les plus grandes différences de comportement; il nous faut donc la séparer en plus petites tranches. Voyons les caractéristiques de chaque bande amateur :

- **3,5 MHz** ne permet pas de jour des liaisons à bien grande distance, un peu comme la bande précédente, par contre la nuit elle est pleine d'activité.

- **7 MHz et 10,1 MHz** sont des bandes de transition. La propagation y est bien meilleure le jour que les précédentes et des liaisons de plusieurs centaines de km sont facilement réalisables. De nuit elles permettent des liaisons à quelques milliers de km et même quelquefois aux antipodes. Ce sont, avec la bande suivante, celles qui bénéficient le plus des modes de propagation ionosphérique.

- **14 MHz** est la bande des DX (liaisons à longues distances), elle permet presque toujours des liaisons intercontinentales de jour mais se calme un peu la nuit. La majeure partie de la propagation se fait par réflexion sur les couches F de l'ionosphère

- **18, 21 et 24 MHz** sont des bandes en général bonnes de jour dans le sens nord-sud lors des périodes de faible activité solaire, mais qui sont similaires à 14 MHz lors des périodes de haute activité solaire. La nuit la propagation y est en général réduite.

- **28 MHz** est une très bonne bande de jour lors des périodes de haute activité solaire mais la propagation y est plutôt réduite le reste du temps. Elle offre cependant parfois de bonnes occasions de DX, spécialement dans le sens nord-sud. De 28,2 à 28,3 MHz se trouve une plage de fréquences réservée à des balises (émetteurs automatiques) permettant de déterminer à tout moment si la propagation y est bonne et dans quelle direction. Un segment approximativement de 29,3 à 29,5 MHz est réservé pour les liaisons espace-terre des satellites amateurs.

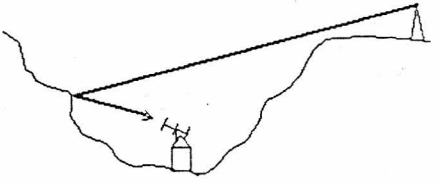
Il peut arriver que, sur les bandes HF la propagation ionosphérique soit soudainement interrompue, et ceci pour un temps allant de quelques minutes à 1 ou 2 heures. Ceci est dû à des éruptions solaires qui augmentent le niveau d'ionisation de la couche D; cette dernière absorbe toutes les ondes qu'elle reçoit avant qu'elles puissent atteindre les couches supérieures qui seraient à même de les réfléchir.

Il s'agit de ce que l'on appelle l'effet Dellinger ou Mögel-Dellinger. Bien entendu, cet effet ne se manifeste que sur les bandes HF, ces dernières étant les seules à bénéficier de la propagation ionosphérique.

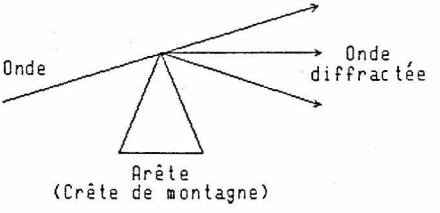
25.3.4 Ondes métriques et décimétriques (plus de 30 MHz)

Les premières bandes disponibles pour les radio-amateurs dans cette plage sont la bande des 50 MHz et celle des 2 m (144 à 146 MHz).

Ces fréquences permettent des liaisons par propagation directe mais non par réflexion sur les couches supérieures de l'atmosphère. En effet, à ces fréquences l'ionosphère est traversée sans provoquer de réflexion du signal; c'est pourquoi les communications par satellite se passent en général sur des fréquences égales ou supérieures à 144 MHz.



Il existe cependant des réflexions sur ces bandes, mais sur des obstacles naturels tels des montagnes ou des bâtiments importants. Considérons le dessin ci-contre, qui montre par quel moyen l'antenne réceptrice au fond de la vallée peut capter des émissions par réflexion qu'elle ne pourrait pas recevoir normalement.



Une autre forme de propagation sur ces bandes est caractérisée par le principe de la diffraction. Expliquons cela par un exemple. Il arrive, si le soleil se lève derrière une montagne, que l'on voie ses rayons avant de le voir lui-même, les rayons étant déviés par l'arête de la montagne. Il en va de même pour les ondes électromagnétiques.

On trouve encore un mode de propagation appelé 'E sporadique' ou 'Es', causé par une ionisation passagère de la couche E, qui permet des liaisons de l'ordre de 1000 à 2000 km souvent presque sans atténuation, mais pour des durées de quelques minutes à quelques heures et dans des directions privilégiées.

Finalement, il existe des possibilités d'établir des liaisons par propagation troposphérique (la troposphère est la partie de l'atmosphère autour des 2 km d'altitude). Les ondes peuvent être courbées au-delà de l'horizon par des phénomènes de conduction ('ducting').

De par leurs caractéristiques de propagation, ces fréquences sont utilisées pour les communications locales ou pour les communications par satellites.

Différentes techniques de communications particulières à longues distances existent à ces fréquences, citons :

- **Meteor scatter** : réflexions sur les traînées ionisées laissées par les météorites entrant dans l'atmosphère,

- **Troposcatter** : réflexions sur la troposphère,

- **EME** : (Earth Moon Earth - terre lune terre) réflexions de signaux par la lune,

mais tous ces modes de communication nécessitent de grandes puissances et des antennes particulières (haut gain).

Les communications par satellites sont courantes à ces fréquences, et si elles nécessitent généralement des antennes spécialisées, une puissance relativement faible est suffisante, et même requise.

25.3.5 Maximum Usable Frequency (MUF)

Nous avons vu que la nuit, les couches ionisées se désagrégeaient par recombinaison des ions et des électrons. La propagation par réflexion ne peut donc plus avoir lieu. Nous avons aussi dit que le niveau d'ionisation variait en fonction de la saison et de l'activité du soleil, or, la propagation en haute fréquence, comme nous venons de le voir, dépend principalement de ces couches, dans des proportions variables en fonction de la fréquence. Il existe donc une fréquence maximale permettant d'assurer des liaisons à grande distance. Cette fréquence varie en fonction des paramètres cités ci-dessus. Cette fréquence (variable) a été nommée Fréquence Maximum Utilisable (MUF). La plupart des revues destinées aux radio-amateurs donnent des tables de MUF pour les prévisions de propagation. Ces prédictions sont basées sur différents facteurs comportant, entre autres, l'activité solaire représentée par le nombre des taches solaires.

EXERCICES

E25.1 Calculer la longueur d'onde des fréquences suivantes :

1,8 MHz ; 3,5 MHz ; 7 MHz ; 10,1 MHz ; 14 MHz
18,7 MHz ; 21 MHz ; 24,9 MHz ; 28 MHz ; 30 MHz
144 MHz ; 430 MHz ; 10 GHz ; 250 GHz

E25.2 Calculer la fréquence des signaux suivants :

160 m ; 80 m ; 40 m ; 30 m ; 20 m
17 m ; 16 m ; 15 m ; 12 m ; 10 m
2 m ; 70 cm

E25.3 Qu'est ce que l'effet Mögel-Dellinger :

A) Une disparition temporaire de la propagation.
B) Le passage direct des ondes à travers les couches de l'ionosphère.
C) Une variation continuelle de l'intensité du signal reçu.
D) Une rotation de polarisation des ondes reçues.

E25.4 Quelle fréquence utiliseriez-vous pour communiquer en onde directe sur une distance de 100 km de jour ?

A) 430 MHz
B) 10 GHz
C) 28 MHz
D) 1,8 MHz

E25.5 Vous désirez contacter un radio-amateur situé de l'autre côté des alpes, en UHF (432 MHz). Comment vous y prendre ?

A) Ce n'est pas possible.
B) Par diffraction.
C) Par réflexions ionosphériques.
D) A travers la montagne avec suffisamment de puissance.

E25.6 Une émission est polarisée verticalement. Cela signifie :

A) Que son champ électrique est dirigé verticalement.
B) Que son champ magnétique est dirigé verticalement.
C) Que ses champs magnétique et électrique sont dirigés verticalement.
D) Aucune de ces réponses.

E25.7 Qu'est ce que le fading ?

A) C'est la propagation par réflexion ionosphérique.
B) C'est l'effet qui empêche de recevoir un émetteur à une certaine distance.
C) C'est une variation du niveau de réception due à l'addition de signaux arrivant à l'antenne par des chemins différents.
D) C'est la fréquence maximale utilisable pour communications à longues distances.

CHAPITRE **26**

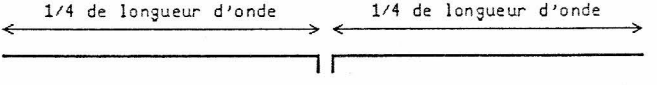
Antennes

Le dernier maillon d'un émetteur ou le premier d'un récepteur doit être une antenne. Les antennes de réception ne diffèrent en général pas des antennes d'émission, c'est-à-dire que la plupart des phénomènes concernant les antennes sont réversibles. Nous ne ferons donc aucune distinction dans ce chapitre entre les antennes de réception et les antennes d'émission.

26.1 DIPÔLE

26.1.1 Dimensions

Le dipôle est l'antenne de base. Il est composé de deux parties identiques, montées bout à bout, ayant chacune une longueur de 1/4 de longueur d'onde, et alimentées au milieu.



En fait, cette définition n'est pas tout à fait exacte, elle n'est valable que pour un dipôle infiniment mince; en réalité, les conducteurs utilisés pour sa confection ayant un diamètre non négligeable, il faudra appliquer à ces dimensions un facteur de correction qui est généralement admis comme étant 0,95.

<u>Problème résolu 1</u> :

Calculons donc les dimensions d'un dipôle pour la bande des 21 MHz, plus précisément pour la fréquence de 21,050 MHz.

Il nous faut premièrement déterminer la longueur d'onde qui correspond à cette fréquence :

$$\lambda \text{ (lambda)} = \frac{3.10^8}{f(\text{Hz})} \text{ ou } \frac{300}{f(\text{MHz})} = \frac{300}{21,05} = 14,25 \text{ m}$$

La longueur totale du dipôle est donc de $\lambda/2$, soit :

$$14,25/2 = 7,126 \text{ m}$$

mais il nous faut tenir compte du facteur de correction et la longueur définitive est de :

$$7,126.0,95 = 6,77 \text{ m}$$

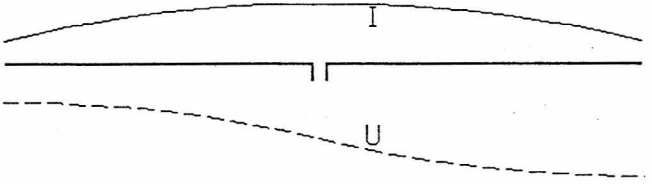
Nous pouvons encore dire que chaque branche du dipôle est égale à la moitié de cette longueur, soit :

6,77/2 = 3,385 m

26.1.2 Courant et tension dans un dipôle

Le point d'alimentation du dipôle, soit son point milieu, est un point de basse impédance, en théorie 73 Ω. La valeur pratique se situe en fait entre 65 et 70 Ω.

Si donc l'impédance d'attaque d'un dipôle est faible, nous aurons en ce point un noeud de tension et par conséquent un ventre (un maximum) de courant.

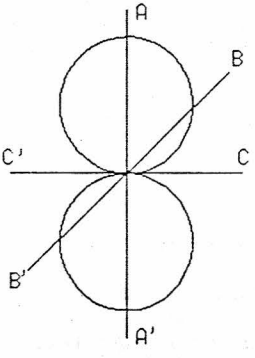


La figure ci-dessus illustre la distribution du courant et de la tension le long du dipôle. Nous constatons que la tension est maximale aux extrémités externes du dipôle, ce qui a pour conséquence pratique qu'il y faudra des isolateurs de toute première qualité pour éviter des pertes en ces points, alors que la tension étant faible au milieu du dipôle, aucune précaution particulière n'y sera requise du point de vue de la tension, par contre, le courant y étant important, il faudra éviter les pertes résistives.

L'impédance d'un dipôle est donc de 65 à 70 Ω résistifs, c'est-à-dire sans superposition d'une composante réactive (inductive ou capacitive) seulement à la fréquence de résonance.

26.1.3 Diagramme de rayonnement

Un dipôle n'est pas une antenne qui émet avec la même efficacité dans toutes les directions. Il est d'usage de représenter le diagramme de rayonnement d'une antenne dans le plan horizontal et dans le plan vertical. Pour le moment, nous nous contenterons du plus important, c'est-à-dire du diagramme de rayonnement dans le plan horizontal.

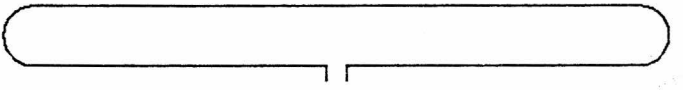


La figure ci-contre représente donc le diagramme de rayonnement d'un dipôle. Le dipôle est représenté par le trait droit (C-C'), et la forme en '8' est le diagramme de rayonnement.

Un tel diagramme nous apprend que le rayonnement est maximal en avant et en arrière du dipôle (axe A-A'), qu'il est moins important à un certain angle (par exemple B-B') et qu'il est nul dans l'axe du dipôle (ligne C-C'). Un dipôle est donc une antenne bi-directionnelle.

26.1.4 Dipôle replié

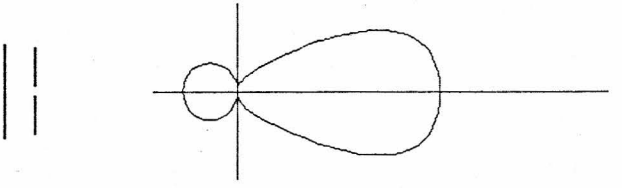
C'est une variation du dipôle, constitué d'un conducteur continu, mais replié, et de même longueur que le dipôle classique. La différence principale se trouve dans l'impédance qui, multipliée par 4, se situe entre 240 et 300 Ω.



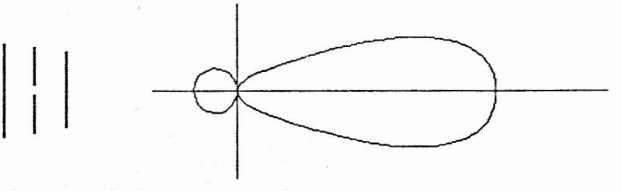
26.2 ANTENNES MULTIÉLÉMENTS

26.2.1 Éléments parasites

L'adjonction d'éléments non alimentés à proximité du dipôle peut modifier considérablement son diagramme de rayonnement. Deux facteurs doivent être contrôlés avec précision, il s'agit de la distance à laquelle ce ou ces éléments sont placés, et leurs dimensions.



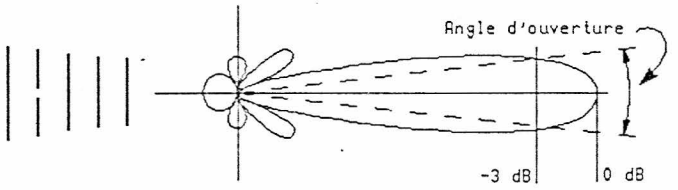
La figure précédente nous montre une antenne à deux éléments : un dipôle et un élément plus long appelé réflecteur. Nous constatons que le diagramme de rayonnement a changé et qu'il s'étend plus d'un côté que de l'autre. L'antenne est devenue directionnelle.



Si nous ajoutons de l'autre côté du dipôle un autre élément parasite plus court que le dipôle, appelé élément directeur, nous constatons que le diagramme de rayonnement s'est encore modifié de façon à favoriser encore plus une direction.

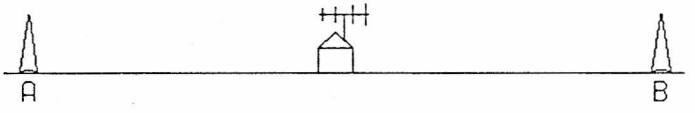
26.2.2 Antenne Yagi

L'antenne Yagi ou Yagi-Uda, du nom de ses inventeurs Japonais, n'est autre que ce qui a été décrit au paragraphe précédent. Le nombre des directeurs n'est pas limité à 1.



Le dessin ci-dessus représente une antenne Yagi à 5 éléments; 3 directeurs, un radiateur (aucun rapport avec le chauffage) et un réflecteur. Nous voyons donc que tous les éléments sont comptés. Une antenne de 5 éléments a 3 directeurs, un radiateur et un réflecteur.

L'avant du diagramme de rayonnement est appelé lobe primaire ou lobe principal, les autres petits lobes qui apparaissent vers l'arrière du diagramme sont les lobes secondaires. La grandeur comparative de ces lobes donne le rapport avant-arrière de l'antenne.



Dans le cas ci-dessus, les émetteurs A et B sont identiques et à distances égales de l'antenne réceptrice. Si le rapport avant-arrière de l'antenne est de 12 dB, l'émetteur A sera reçu avec une intensité de 12 dB supérieure à la réception de B.

La largeur du lobe principal est une représentation de l'angle d'ouverture de l'antenne. Cet angle se mesure en degrés, et plus l'angle est petit, plus l'antenne est directionnelle. Pour une antenne très directionnelle (petit angle d'ouverture), l'orientation précise vers l'émetteur (ou vers le récepteur) est plus importante que pour une antenne moins directionnelle.

26.2.3 Gain

Dans les diagrammes de rayonnement reproduits jusqu'à maintenant, nous avons pris soin de représenter le lobe principal plus long pour un angle d'ouverture plus faible. La surface du lobe est donc toujours la même. Cette surface est une représentation graphique de la puissance fournie à l'antenne par l'émetteur, ou au récepteur par l'antenne, et si le lobe est plus long, cette puissance nous permettra d'émettre plus loin ou de recevoir de plus loin.

Comprenons bien que la puissance est toujours la même, mais qu'elle est 'concentrée' dans une direction privilégiée au détriment des autres directions. On parle dans ce cas du gain de l'antenne. Ce terme n'est pas très heureux car l'antenne n'est pas à même d'amplifier le signal, elle le concentre dans une direction. Ce 'gain' est exprimé en dB, par rapport à un dipôle ou une antenne isotropique.

Dans le cas de la réception, le gain est associé à ce que l'on appelle la 'zone de capture' de l'antenne, et se conçoit d'une manière identique au cas de l'émission.

Nous nous rappelons de la section 12.2 où nous avons appris qu'il fallait toujours une référence pour exprimer un gain.

Dans le cas du dipôle, le gain est exprimé en dBd, c'est-à-dire en dB par rapport au signal émis par un dipôle. On dira qu'une antenne Yagi de 3 éléments a, par exemple, un gain de 4 dBd. Dire qu'une antenne a un gain de 4 dB ne signifie rien, car la référence est inconnue.

L'antenne isotropique n'existe pas; c'est un modèle fictif d'une antenne infiniment petite (un point dans l'espace) qui rayonnerait également bien dans toutes les directions (son diagramme de rayonnement serait une sphère).

Cette antenne imaginaire peut servir de référence pour mesurer le gain d'une antenne; ce gain est mesuré en dBi, dB par rapport à une antenne isotropique.

Le dipôle ne rayonnant pas également bien dans toutes les directions, il a un gain par rapport à une antenne isotropique; ce gain est de 2,14 dBi. Un dipôle a aussi un gain de 0 dBd.

26.2.4 Puissance effective rayonnée

Une antenne directive concentre la puissance qu'elle reçoit de l'émetteur dans une certaine direction, et pour le récepteur qui se trouve dans le faisceau de l'antenne, il n'y a aucune différence, que l'antenne émettrice soit un dipôle alimenté avec 100 W ou une yagi ayant un gain de 6 dBd alimentée avec 25 W (25 W + 6 dB = 100 W). La puissance apparente vue par le récepteur s'appelle la Puissance Apparente Rayonnée (PAR ou ERP de Effective Radiated Power).

La référence pour le calcul de la puissance rayonnée apparente (PAR ou ERP) doit être l'antenne isotropique, bien que souvent, le gain de l'antenne considérée n'est donné qu'en dB, sans préciser la référence, ce qui ne signifie de nouveau malheureusement pas grand chose (voir problème résolu 3 ci-après).

Problème résolu 2 :

Un émetteur de 100 W de puissance de sortie est connecté à une antenne ayant un gain de 8 dBi par une ligne de 20 m de long ayant une atténuation de 6 dB par 100 m à la fréquence considérée. Quelle est la puissance ERP ?

Il nous faut faire la somme des gains (dans l'antenne) et des pertes (dans la ligne) pour connaître le gain ou la perte totale du système :

6 dB par 100 m donnent 6/5 dB pour 20 m, soit 1,2 dB
8 - 1,2 = 6,8 dB de gain total

Calculons maintenant le rapport des puissances correspondant à 6,8 dB :

$$10^{(6,8/10)} = 4,79$$

La puissance ERP est donc de :

100.4,79 = 479 W

Problème résolu 3 :

Quelle est la puissance effective rayonnée par un dipôle alimenté par 10 W ?

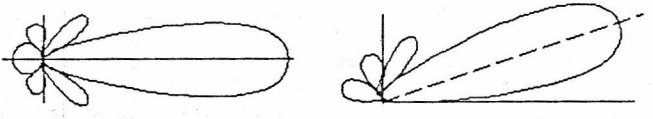
Le gain d'un dipôle est de 2,14 dBi, calculons le rapport des puissances correspondant à ce gain :

$$10^{(2,14/10)} = 1,64$$

La puissance ERP est donc : 10.1,64 = 16,4 W

26.2.5 Effet de sol

Venons-en maintenant au diagramme de rayonnement vertical. Dans l'espace, c'est-à-dire loin de toute masse, il aura, en général, à peu près la même apparence que le diagramme de rayonnement horizontal; mais si l'antenne se trouve à une distance non négligeable (en termes de longueur d'onde) du sol, le diagramme de rayonnement aura tendance à s'élever.



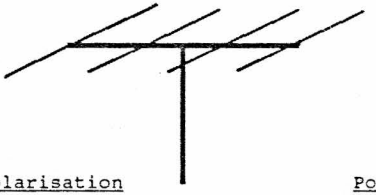
La figure de gauche représente un diagramme de rayonnement vertical dans l'espace, alors que la figure de droite représente celui d'une antenne se trouvant à une hauteur de 1/2 longueur d'onde (10 m pour une antenne de 14 MHz) au-dessus du sol.

Nous voyons que le lobe à tendance à s'élever. Pour les communications à longues distances par réflexions ionosphériques, il ne faut donc pas que l'antenne soit située trop bas car l'angle d'élévation serait trop grand pour que les réflexions puissent avoir lieu dans de bonnes conditions.

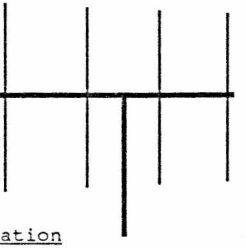
En résumé, pour des communications à longues distances (DX), il faut que l'angle de rayonnement soit bas, et ce résultat sera atteint si l'antenne se trouve suffisamment haute et au minimum à 1/2 longueur d'onde de hauteur, ce qui n'est pas toujours possible.

26.2.6 Polarisation

Une onde est polarisée, comme nous l'avons vu au paragraphe 25.1.1. Il nous faut maintenant voir comment en pratique obtenir cette polarisation; c'est très simple, le plan de l'antenne détermine la polarisation du signal émis dans la majorité des cas. Nous verrons une exception en fin de chapitre.



Polarisation horizontale

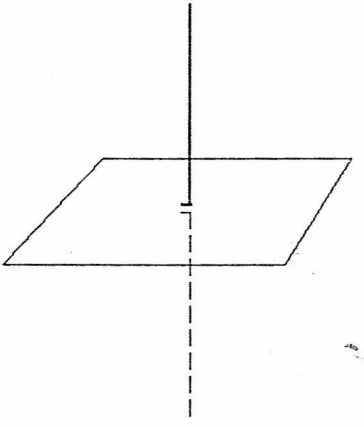


Polarisation verticale

26.3 ANTENNES VERTICALES

26.3.1 Du dipôle au quart d'onde

Le dipôle est une antenne essentiellement symétrique. Considérons donc un dipôle polarisé verticalement, comme représenté ci-contre, et coupons la moitié inférieure. On obtient ce qui s'appelle, bien naturellement d'ailleurs, un quart d'onde.



Si ce quart d'onde est disposé perpendiculairement à une surface conductrice servant en quelque sorte de 'miroir', le quart d'onde manquant à notre dipôle se retrouvera virtuellement de l'autre côté du miroir, par symétrie.

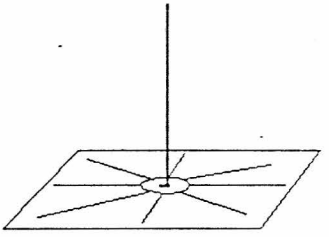
Comme il n'est pas possible de brancher une ligne de transmission sur le quart d'onde virtuel du bas, il nous faut attaquer le quart d'onde par une ligne asymétrique dont le blindage est relié à la masse, dans notre cas, le plan servant de miroir.

Ce plan dans la réalité peut être le sol, si le 1/4 d'onde est monté à même le sol, ou un plan de masse artificiellement créé, s'il est monté sur un mât.

26.3.2 Antenne ground plane (GP)

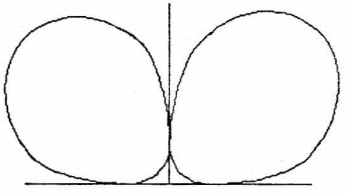
Ground plane signifie 'plan de masse'. Comme nous l'avons vu ci-dessus, l'antenne ground plane est un quart d'onde monté sur un plan de masse.

Antenne GP montée au sol



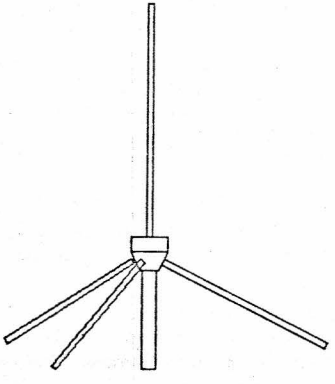
Le sol est conducteur, mais pas toujours aussi bon que ce qu'il faudrait pour une antenne GP (Ground Plane). On remédie à cela par un plan de masse artificiel monté à même le sol ou mieux, enterré à une faible profondeur. Ce plan de masse est généralement constitué de fils conducteurs nus, montés en rayons autour de l'antenne. Plus le nombre en est important, meilleure est l'efficacité du plan de masse, mais en général 3 ou 4 suffisent. Ces conducteurs sont généralement appelés radians du mot anglais signifiant rayon (d'un cercle).

Diagramme de rayonnement vertical



L'antenne sera cependant mieux dégagée, et de ce fait plus efficace si elle est montée à une certaine hauteur, par exemple en haut d'un mât.

Dans ce cas, il est indispensable de recréer le plan de masse en haut du mât et 3 ou 4 radians (ayant une longueur sensiblement égale à 1/4 d'onde) sont montés à la base de l'antenne.



Nous avons dit que l'impédance théorique d'un dipôle est de 73 Ω, nous pouvons donc nous attendre à ce que celle d'une antenne 1/4 d'onde soit la moitié moins, soit 36 Ω.

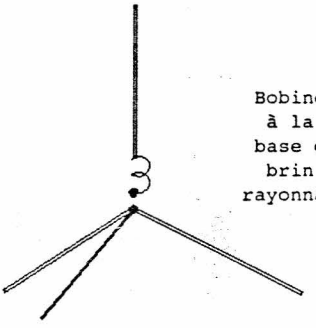
Cependant, les émetteurs modernes étant généralement conçus pour une impédance de charge de 50 Ω, on a essayé d'obtenir des antennes 1/4 d'onde ayant une impédance voisine de 50 Ω.

Cela a été obtenu en augmentant l'angle entre les radians et le brin rayonnant. Pour un angle variant de 100 à 120°, ces antennes montrent une impédance proche de 50 Ω.

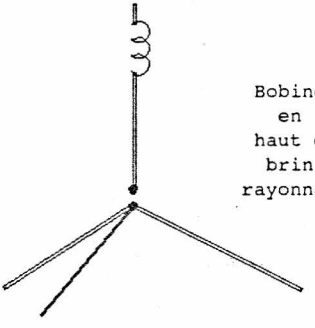
26.3.3 Antennes raccourcies

Même à 1/4 d'onde, il arrive que l'on préfère avoir des antennes plus courtes pour des raisons de maniabilité ou pour ne pas effrayer les voisins. Ce raccourcissement de l'antenne se fera toujours au détriment du rendement de l'antenne, mais dans certains cas, il est possible de minimiser cette perte de rendement.

L'adjonction d'une self dans le (ou les) brin rayonnant permet de raccourcir ce dernier. La self peut être insérée à la base de l'antenne, au milieu du brin rayonnant ou vers le haut.

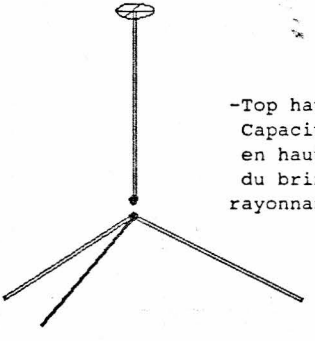


- Si la self est insérée à la base de l'antenne, on a besoin de moins de spires pour un raccourcissement donné, mais le rendement de l'antenne est quelque peu réduit. Il est souvent avantageux de monter la bobine à la base de l'antenne, car le reste du brin rayonnant peut être un simple fouet (tige métallique).



- Monter la bobine au milieu du brin rayonnant est un bon compromis mais qui nécessite la coupure du brin en deux parties, ce qui peut causer des problèmes mécaniques. Une bobine dans le milieu du brin rayonnant doit avoir plus de spires que si elle est montée à la base, et ceci pour un raccourcissement donné.

- Finalement, une bobine montée en bout du brin permet d'obtenir le rendement maximal de l'antenne raccourcie, mais le poids additionnel de la bobine en bout de brin peut causer des problèmes mécaniques. De plus cette bobine doit avoir un nombre de spires encore plus important que dans le cas précédent.



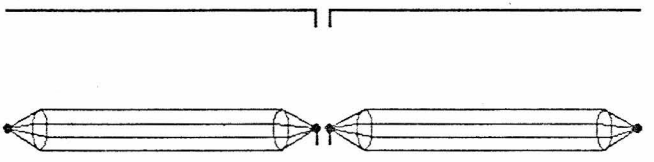
- Il est aussi possible de raccourcir une antenne en augmentant sa capacité, généralement par l'adjonction d'une masse ou d'un 'chapeau', soit au milieu, soit en bout du brin rayonnant.

26.4 ANTENNES MULTIBANDES

26.4.1 Largeur de bande

Comme nous l'avons vu, les dimensions d'une antenne dépendent de la fréquence sur laquelle elle est amenée à travailler. Mais bien entendu, il y aura une plage de fréquences sur laquelle les performances de l'antenne seront satisfaisantes et, de part et d'autre, des zones dans lesquelles le TOS ne sera pas acceptable. On parle de la largeur de bande de l'antenne.

Différents facteurs peuvent influencer la largeur de bande d'une antenne, entre autres, le diamètre des éléments qui la constituent. D'une façon générale, à des éléments plus volumineux correspond une plus grande largeur de bande.

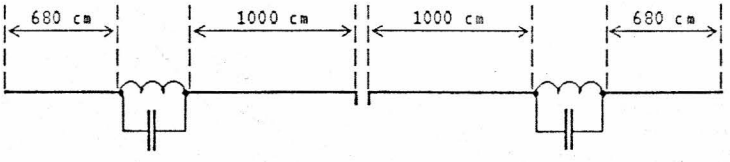


Le second dipôle aura une largeur de bande nettement supérieure au premier. Le diamètre des conducteurs dont sont faits les dipôles est identique, mais le diamètre global des éléments est bien supérieur dans le deuxième cas que dans le premier.

26.4.2 Antennes à trappes

Il ne s'agit pas d'antennes attrapes ! mais d'antennes comportant des trappes. Une trappe est un autre nom pour un circuit bouchon (§ 11.2.7), c'est-à-dire un circuit résonnant parallèle, monté en série dans un circuit. Ces trappes permettent à une antenne de fonctionner sur plusieurs fréquences différentes.

Considérons l'antenne suivante, dont le nom est l'indicatif de son inventeur, soit W3DZZ, qui est le modèle type de l'antenne à trappes. Cette antenne étant un dipôle, ce qui en est dit peut aussi bien s'appliquer à une antenne quart d'onde.



Voici bande par bande le fonctionnement de cette antenne :

- 3,5 MHz : A cette fréquence, l'effet des condensateurs est négligeable, et l'on se trouve en présence d'un dipôle raccourci dont les bobines ont été insérées au milieu de chaque brin résonnant.

- 7 MHz : Cette fréquence est la fréquence de résonance des trappes, c'est-à-dire des circuits oscillants parallèles insérés dans chaque brin. Les sections se trouvant au delà de chaque trappe sont isolées du reste de l'antenne et cette dernière se comporte comme un dipôle ayant deux brins de 10 m de long.

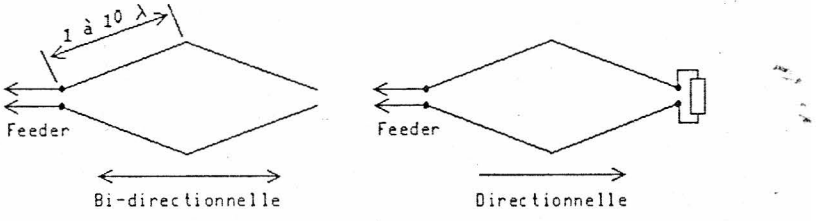
- 14, 21 et 28 MHz : Pour ces fréquences, le condensateur de chaque trappe sert à 'rallonger' artificiellement la longueur du brin, et ainsi l'antenne fonctionne comme 3, 5 ou 7 quarts d'onde par brin, ce qui est un comportement sensiblement similaire à 1/4 d'onde par brin (à l'exception du diagramme de rayonnement qui comporte plus de lobes).

26.5 QUELQUES ANTENNES PARTICULIÈRES

Le cadre de ce cours ne permet que de mentionner brièvement chaque type principal d'antenne; de nombreux ouvrages existent donnant des conseils plus pratiques.

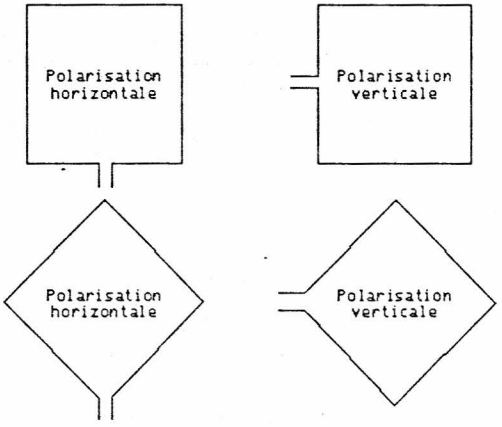
- Long fil : pour mériter cette appellation, une antenne devrait être longue en termes de longueur d'onde, c'est-à-dire être longue d'au moins 4 ou 5 longueurs d'ondes. Elle est constituée d'un simple fil alimenté en une extrémité.

- Rhombic : cette antenne a une forme de losange et a, comme le long fil, des dimensions appréciables. Elle est soit bidirectionnelle, soit unidirectionnelle si elle est terminée par une résistance.

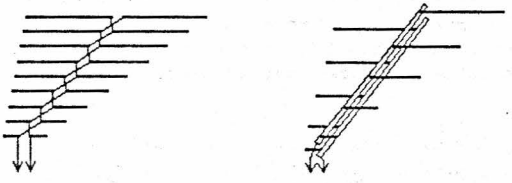


- Antennes à ondes stationnaires : certaines antennes sont conçues pour ne fonctionner qu'avec une longueur et un type de ligne de transmission adaptés. Dans ces antennes, la ligne fait partie intégrale du système rayonnant. Ce genre d'antenne est de moins en moins utilisé.

- Quad : c'est une antenne boucle, ayant généralement une forme carrée. Elle peut être construite avec des éléments parasites, afin d'être directionnelle et de fournir du gain. Elle est polarisée soit verticalement, soit horizontalement.

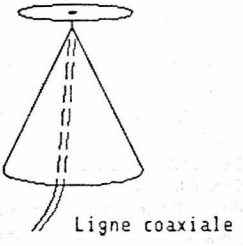


- Log périodique : cette antenne constituée d'une série d'éléments de grandeurs croissantes est d'un fonctionnement théorique plutôt complexe, mais qui peut être simplifié comme suit : pour chaque fréquence, une paire d'éléments fonctionne comme un dipôle, alors que la paire qui se trouve immédiatement devant agit comme un directeur, et celle immédiatement derrière comme un réflecteur. Elle peut avoir une largeur de bande de 2:1 et plus.



- Discone : voici une antenne dont l'élément rayonnant est disposé horizontalement, mais qui est polarisée verticalement. Elle est composée, comme son nom l'indique, d'un disque (l'élément rayonnant, et d'un cône (plan de masse).

L'antenne discone couvre une gamme de fréquences pouvant aller jusqu'à 10:1. C'est une antenne omnidirectionnelle.



- Antennes paraboliques : en fait la parabole n'est que le réflecteur et tout à la fois le directeur, puisqu'elle sert à concentrer le rayonnement de l'antenne (montée au point focal de la parabole) dans une direction. De telles antennes ne servent que pour les fréquences élevées, en général supérieures à 400 MHz.

- Antenne fictive : c'est une antenne très importante, avec laquelle tout amateur devrait être familier. Il s'agit en fait d'une simple résistance, généralement de 50 Ω, à même de dissiper la puissance de l'émetteur. De telles antennes, qui ne sont pas vraiment des antennes puisqu'elles ne rayonnent (théoriquement) pas, servent au réglage et à la mise au point des émetteurs, sans 'brouiller' les ondes par des émissions destinées uniquement à des réglages locaux.

EXERCICES

E26.1 Calculer les dimensions d'un dipôle destiné à fonctionner sur 28 MHz.

E26.2 Calculer la longueur d'un fouet 1/4 d'onde pour 145 MHz.

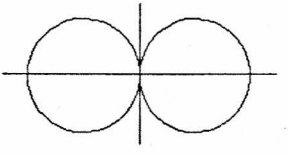
E26.3 Un émetteur de 2 W de puissance de sortie est relié à un amplificateur apportant un gain de 10 dB par un cable ayant une atténuation de 3 dB. Cet amplificateur est relié par une ligne coaxiale très courte à une antenne ayant un gain de 12 dBi. Quelle est la puissance ERP ? Si possible faire ce calcul de tête sans l'aide d'un calculateur.

E26.4 Un fouet vertical (antenne GP) est :

- o Unidirectionnel
- o Bidirectionnel
- o Omnidirectionnel

E26.5 Le diagramme de rayonnement suivant est celui de :

- o Dipôle
- o Log périodique
- o Fouet
- o Yagi



E26.6 Une antenne fictive est :

- o Une antenne servant de référence pour les calculs.
- o Une mauvaise antenne.
- o Une antenne non rayonnante servant à des réglages.
- o Une réflexion d'un 1/4 d'onde dans un plan de masse.

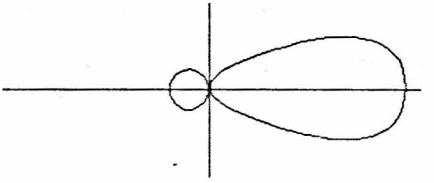
E26.7 On peut raccourcir une antenne de la façon suivante :

- o On insère un condensateur à sa base
- o On insère un condensateur en son centre
- o On insère une bobine en son centre
- o On lui met un plan de masse

E26.8 Dans une antenne Yagi, l'élément le plus long est :

- o Le directeur
- o Le réflecteur
- o Le radiateur
- o Le brin rayonnant

E26.9 Le diagramme de rayonnement suivant est celui de :



- o Un dipôle
- o Une antenne Yagi
- o Un fouet
- o Une discone

E26.10 Dans une antenne dipôle correctement adaptée, on a :

- o Une tension élevée au point d'alimentation
- o Une tension élevée au point d'alimentation et aux extrémités
- o Un courant faible au point d'alimentation
- o Un courant élevé au point d'alimentation

CHAPITRE **27**

Considérations diverses

Nous en avons fini avec l'étude des émetteurs et des récepteurs, mais il nous reste à voir les accessoires utiles ou indispensables aux émetteurs et récepteurs, tels que les microphones, haut-parleurs, et les terminaux RTTY et systèmes de TV. Nous parlerons aussi succinctement des circuits intégrés, et pour finir de quelques instruments de mesure couramment utilisés en électronique.

27.1 TRANSDUCTEURS AUDIO-FRÉQUENCES

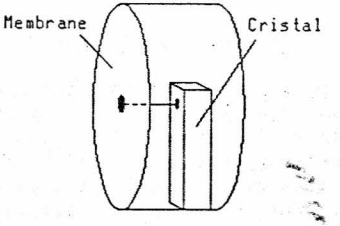
Ce titre définit simplement les appareils capables de transformer des vibrations sonores en tensions alternatives (audio-fréquences) et vice versa.

27.1.1 Microphones

Un microphone est donc un appareil capable de transformer les vibrations de l'air en tensions électriques. Il en existe différentes sortes.

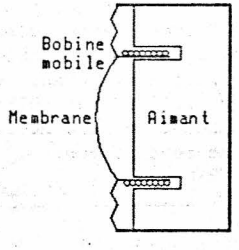
Tout microphone est constitué d'une membrane susceptible d'être mise en mouvement par les vibrations de l'air. Examinons les principaux types de microphones séparément :

- Microphone à cristal ou microphone céramique. Certains cristaux, ainsi que certaines céramiques, ont la propriété de fournir une tension s'ils sont soumis à une déformation. La membrane est donc reliée mécaniquement à un tel cristal sur lequel deux fils sont soudés (par l'intermédiaire d'une métallisation de deux de ses faces).



Ce type de microphone est bon marché et de qualité adéquate pour la transmission de la parole. La tension de sortie en haute impédance (50 kΩ) est de l'ordre de 100 mV.

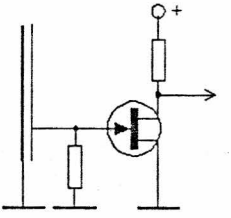
- Microphone dynamique ou magnétique. Sur la membrane est montée une petite bobine se trouvant dans le champ d'un aimant. Or, nous savons que si une bobine est mise en mouvement dans le champ d'un aimant, une tension y est induite (§ 7.2.1), et c'est exactement ce qui se passe quand la membrane est actionnée par les vibrations de l'air.



Ce type de microphone est plus cher que le précédent, mais généralement de bien meilleure qualité.

Il a une faible impédance (200 Ω) et sa tension de sortie est de l'ordre de la dizaine de mV.

- Microphone électret. Il s'agit là d'un genre de microphone fonctionnant sur le principe du condensateur variable. Une membrane vibrant à très faible distance d'une électrode fixe constitue un condensateur dont la valeur varie au rythme des vibrations de l'air. Des charges sont retenues prisonnières sur la membrane par un procédé de fabrication. La charge Q étant constante, les variations de capacité (dues aux vibrations de l'air) causent des variations de tension aux bornes du microphone ($Q = CU$, § 8.1.5). Ces variations de tension sont amplifiées par un transistor FET inclus dans le boitier du microphone. Cet amplificateur est indispensable, car la tension ainsi créée est très faible, et l'impédance d'un tel microphone (avant le FET) est extrêmement élevée, trop élevée pour être directement utilisable.



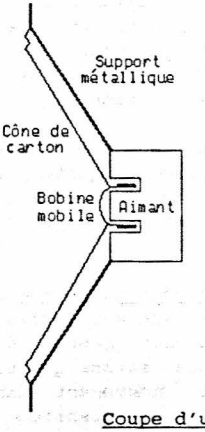
Ces microphones nécessitent donc une tension d'alimentation, généralement entre 1,5 et 6 V.

Ils sont de très bonne qualité et relativement peu chers. Ils ont de plus en plus tendance à remplacer les microphones dynamiques là où la tension d'alimentation requise n'est pas un obstacle. Cette tension est, soit fournie par une pile, soit par l'appareil sur lequel ils sont branchés.

27.1.2 Haut-parleurs et écouteurs

Un haut-parleur est très similaire à un microphone dynamique. Une bobine placée dans le champ d'un aimant est montée mécaniquement sur un cône de carton ou de plastique. Le courant issu de l'amplificateur de puissance circule dans cette bobine et cause un déplacement alternatif de la bobine et par conséquent du cône (§ 7.2.1).

Il existe, de même que pour les microphones, différents types d'écouteurs, les écouteurs dynamiques semblables à des haut-parleurs miniatures, et les écouteurs à cristal en tous points semblables aux microphones du même nom. Ces phénomènes étant réversibles.

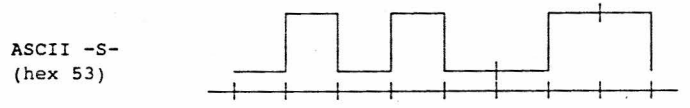


Coupe d'un haut-parleur

27.2 MODES SPÉCIAUX

27.2.1 Production de signaux RTTY

Les signaux de radiotélétypes sont en radiocommunications composés, en général, de groupes d'impulsions sérielles spécifiques à chaque signe à transmettre. Par exemple, la lettre S selon le code ASCII (§ 23.4.1) est représentée par la séquence suivante :



Un tel signal est divisé en 'tranches de temps' et la présence ou l'absence d'une tension dans une tranche de temps permet de l'appeler '1' ou '0'. Ainsi la lettre S ci-dessus est représentée par la suite de '1' et de '0' comme suit :

0 1 0 1 0 0 1 1

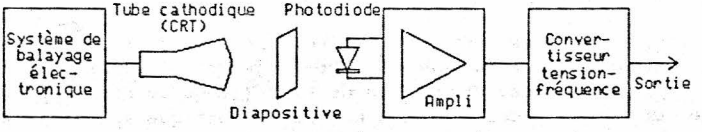
Dans notre émission, un '1' correspond à une certaine fréquence de modulation, alors qu'un '0' correspond à une autre. Il suffit donc à la réception de définir quel est le ton reçu à chaque instant pour déterminer s'il s'agit d'un '1' ou d'un '0', et reconstituer ainsi la séquence originale. Cette opération se fait au moyen d'un circuit discriminateur ou similaire (§ 22.4.4 et 23.4.1).

Tout ceci se passe à une certaine vitesse dans le cas des communications d'amateur, autour des 10 à 120 caractères par seconde, bien que des vitesses supérieures soient possibles moyennant généralement une plus grande largeur de bande.

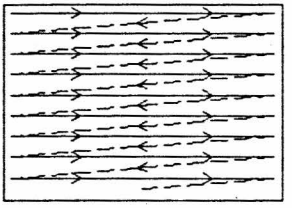
La production et l'affichage de ces signaux dit binaires sont en général confiés à un micro-ordinateur soit domestique, soit spécialisé. La sortie se fait soit sur un écran similaire à un écran de télévision (terminal vidéo) soit sur papier au moyen d'un imprimante.

27.2.2 TV à balayage lent (SSTV)

La reproduction d'images est assurée par des systèmes à balayage, en général une caméra et un récepteur (moniteur) de télévision muni d'un décodeur adéquat. Un appareil aussi couramment utilisé pour la production de signaux SSTV est le 'flying spot scanner' dont voici brièvement la description :



La partie de gauche représente le système électronique permettant de créer sur l'écran du tube cathodique (identique à un tube de télévision mais à la taille de la diapositive à transmettre) un seul point lumineux qui se déplace ligne par ligne (voir ci-contre).



trajet du point lumineux

Ce point lumineux parcourt ainsi la totalité de la surface de l'écran en 8 s (§ 23.4.2).

La photodiode (§ 15.1.6) placée derrière la diapositive reçoit la lumière du tube cathodique mais à travers la diapositive, analysant ainsi point par point cette dernière, et produisant une tension en fonction de la transparence de la diapositive.

Dans le cas de la SSTV, on ne peut plus se contenter de deux états comme pour la RTTY (cela ne ferait que des noirs et des blancs). Il nous faut transmettre toute une gamme de gris du noir au blanc. Le principe utilisé est cependant sensiblement identique (en ce qui concerne la transmission) à la RTTY, puisqu'à chaque teinte de gris correspond une fréquence produite par le convertisseur tension-fréquence dans le schéma ci-dessus.

Un 'bip' (top de synchronisation) d'une fréquence particulière est ajouté à la fin de chaque ligne et un autre toutes les 8 s pour signaler la fin de l'image (et le début de la suivante).

27.2.3 Fac similé

C'est la transmission d'images sur papier. Le procédé théorique est très similaire à la SSTV, mais sa mise en oeuvre un peu différente.

L'image à envoyer est fixée sur un support rotatif tournant très lentement et analysée par balayage comme dans le cas de la SSTV. A la réception, une feuille de papier sensible est montée sur un cylindre tournant à la même vitesse, et l'image y est reproduite par balayage. La qualité de la transmission est meilleure que pour la SSTV, mais le temps de balayage est plus lent. L'avantage du fac-similé est que l'image transmise est reproduite sur papier plutôt que sur un écran.

27.3 COMPOSANTS ACTIFS COMPLEXES

27.3.1 Circuits intégrés

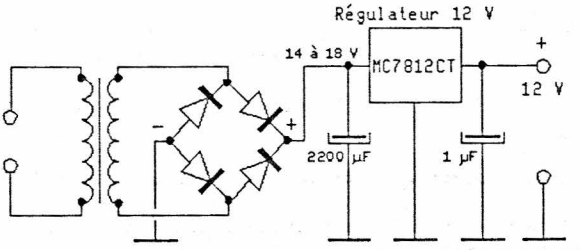
Ils sont principalement de deux sortes : les circuits digitaux ou logiques et les circuits linéaires ou analogiques :

- Les circuits digitaux sont ceux qui servent à la fabrication des ordinateurs et des circuits de logique. C'est le genre de circuit qui est utilisé pour la fabrication des appareils de RTTY (jusqu'au niveau du codage et après le décodage). Ces circuits ne travaillent que sur deux niveaux de tension, tout ou rien, soit '1' et '0', ce qui peut par exemple correspondre à 5 V et 0 V respectivement.

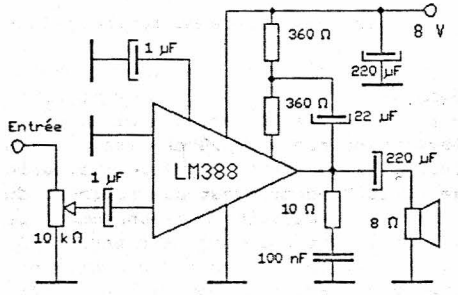
- Les circuits analogiques englobent toutes les autres fonctions, c'est-à-dire celles qui ne sont pas restreintes à deux états logiques. Il s'agit là de la grande majorité des circuits de radiocommunication.

Un circuit intégré est tout un montage électronique comportant des transistors, résistances et condensateurs (de faibles valeurs seulement) construit par des méthodes de photogravure sur la surface d'une petite plaquette de silicium (de 2 à 10 mm de côté).

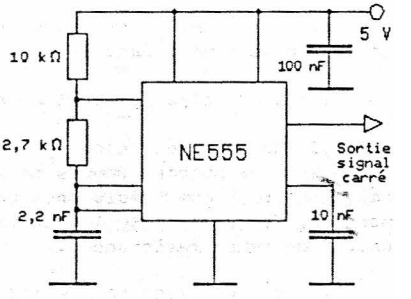
L'utilisateur d'un tel circuit ne se soucie généralement pas de ce que le circuit intégré comporte exactement comme éléments internes, mais le considère comme une fonction donnée, par exemple amplificateur, mixer ou oscillateur, etc. Il suffit dès lors de se référer aux caractéristiques fournies par le fabricant du circuit intégré, pour savoir ce qu'il faut mettre à son (ou ses) entrée pour obtenir un résultat donné.



Alimentation 12 V régulée à circuit intégré



Ampli BF avec contrôle de volume



Oscillateur signal carré 40 kHz

27.3.2 Microprocesseurs

Les microprocesseurs ne sont qu'une classe de circuits intégrés digitaux, capables d'éxécuter à grande vitesse des opérations logiques différentes et successives sous contrôle d'un programme contenu dans une mémoire, alors que les circuits digitaux conventionnels ne remplissent qu'une fonction logique bien déterminée.

Une mémoire est aussi un circuit intégré digital capable de retenir des séquences d'opérations (ou des données) sous forme digitale ('1' et '0').

27.4 MESURES

27.4.1 Galvanomètre

Inventé par un Italien du nom de Galvani, c'est l'élément de base des instruments de mesure à aiguille indicatrice (§ 7.2.1). Une petite bobine parcourue par le courant à mesurer est placée dans le champ d'un aimant. Le champ magnétique produit par la bobine tend à s'aligner avec le champ de l'aimant et fait dévier cette dernière sur laquelle est fixée l'aiguille indicatrice. La bobine, montée sur un pivot, est munie de 2 ressorts de rappel servant aussi à y amener le courant.

La résistance interne d'un galvanomètre est de l'ordre de 100 à 1000 Ω, et l'aiguille dévie à fond d'échelle pour un courant allant de 50 μA à 1 mA suivant les modèles.

27.4.2 Voltmètre

Un voltmètre n'est qu'un galvanomètre associé à une résistance. Voyons donc un exemple pratique :

<u>Problème résolu 1</u> :

On dispose d'un galvanomètre ayant les caractéristiques suivantes :

- Déviation à fond d'échelle pour un courant de 100 μA.
- Résistance interne 200 Ω.

On désire mesurer une tension de 10 V, quel montage adopter ?

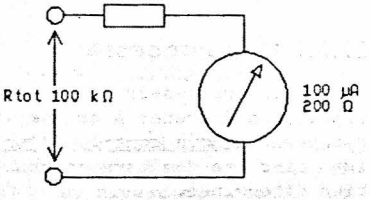
Faisons rapidement le calcul pour voir s'il est possible de monter ce galvanomètre directement dans le circuit :

$$I = U/R = 10/200 = 0{,}05 \text{ A} \quad \text{soit } 50 \text{ mA}$$

Bien évidemment ce n'est pas possible, un courant de 50 mA étant bien supérieur au courant requis de 100 μA. Il faudra mettre en série, avec le galvanomètre, une résistance telle que si 10 V se trouvent aux bornes du montage, un courant de 100 μA passe à travers le circuit. Faisons donc le calcul de cette résistance :

$$R = U/I = 10/100.10^{-6} = 100\,000\ \Omega, \text{ soit } 100\ \text{k}\Omega$$

Il faut donc que le circuit ait une résistance totale de 100 kΩ. Ce circuit sera constitué de la mise en série du galvanomètre et d'une résistance Rx pour un total de 100 kΩ.



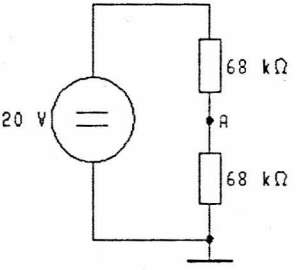
Cette résistance n'est autre que :

$$100\,000 - 200 = 99\,800\ \Omega$$

Note : La résistance interne de notre montage est donc de 100 kΩ. Le problème suivant permettra d'illustrer un cas particulier auquel il faut faire attention dans la pratique, et qui démontrera l'importance de la résistance interne d'un voltmètre.

Problème résolu 2 :

Soit le circuit ci-contre constitué d'une source de tension de 20 V et de deux résistances de 68 kΩ montées en diviseur de tension.



On se propose de calculer la tension au point milieu des résistances, et ensuite, de la mesurer à l'aide du voltmètre du problème précédent.

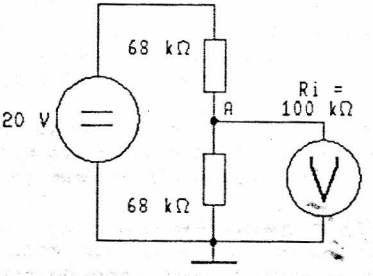
Il est évident par la simple observation du circuit, que la tension au point A est de 10 V mais, pour nous en assurer, effectuons le calcul.

$$Rtot = 68\ 000 + 68\ 000 = 136\ 000\ \Omega$$

$$I = U/R = 20/136.10^{3} = 147,06.10^{-6} \text{ soit } 147,06\ \mu A$$

$$UA = I.R = 147,06.10^{-6}.68.10^{3} = 10\ V$$

Pour la deuxième partie du problème, plaçons notre voltmètre au point A selon le schéma ci-contre.



Nous constatons tout de suite que le montage n'est plus le même, car maintenant la résistance entre le point A et la masse est la combinaison parallèle de la résistance de 68 kΩ et de la résistance interne du voltmètre, soit 100 kΩ.

Calculons donc pour ce nouveau circuit la tension au point A, qui est celle que mesurerait le voltmètre.

Calcul de la combinaison parallèle 68 kΩ et 100 kΩ :

$$Req = 1/(1/68\ 000 + 1/100\ 000) = 40\ 476\ \Omega$$

Calcul de la résistance totale :

$$Rtot = 68\ 000 + 40\ 476 = 108\ 476\ \Omega$$

Calcul du courant dans le circuit :

$$I = U/R = 20/108\ 476 = 184,37.10^{-6} \text{ A soit } 184,37\ \mu A$$

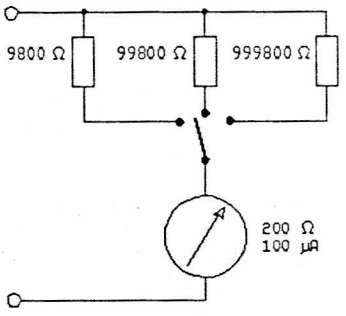
Calcul de la tension au point A :

$$UA = I.R = 184,37.10^{-6}.40\ 476 = 7,46\ V$$

C'est une erreur appréciable par rapport à 10 V. La conclusion de ce problème est qu'il faut, dans la mesure du possible, utiliser un voltmètre ayant une résistance interne aussi élevée que possible.

Si un voltmètre a plusieurs gammes de mesure commutables, c'est que l'on connecte en série avec le galvanomètre des résistances séries calculées pour chaque gamme de mesure. Dans ce cas, on donne la résistance interne du voltmètre en Ω/V. Par exemple, le voltmètre représenté ci-contre a une résistance interne se 10 000 Ω/V. Nous savons donc que sur la gamme 10 V, il a une résistance interne de :

10.10 000 = 100 000 Ω soit 100 kΩ



Problème résolu 3 :

On dispose d'un voltmètre ayant une résistance interne de 20 kΩ/V, quelle est sa résistance interne sur la gamme des 100 V, et peut-on l'utiliser sans grand risque d'erreur pour mesurer la tension aux bornes d'une résistance de 20 kΩ ?

La résistance interne est :

20 000.100 = 2 000 000 Ω soit 2 MΩ

Une résistance de 2 MΩ est 100 fois plus grande que celle de 20 kΩ, la mesure sera donc précise à 1 %, le lecteur peut faire le calcul exact sur le modèle du problème précédent.

27.4.3 Ampèremètre

Un ampèremètre est, comme le voltmètre, constitué d'un galvanomètre et d'une résistance, mais la résistance doit cette fois se trouver en parallèle :

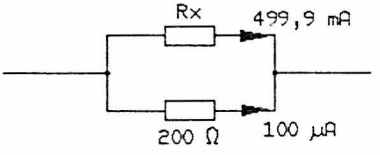
Problème résolu 4 :

Soit un galvanomètre de résistance interne 200 Ω, et de déviation totale pour un courant de 100 µA. On désire mesurer un courant de 500 mA à pleine échelle. Quel circuit utiliser ?

Il est évident que l'on ne peut pas brancher le galvanomètre directement dans le circuit, car 500 mA sont bien supérieurs à 100 μA. Il faudra donc mettre en parallèle avec le galvanomètre une résistance dans laquelle passera la majeure partie du courant, soit :

$$500 \text{ mA} - 100 \ \mu\text{A} = 500.10^{-3} - 100.10^{-6} = 499{,}9 \text{ mA}$$

Le problème peut donc être simplifié comme suit : soit deux résistances en parallèle, l'une traversée par un courant de 499,9 mA et l'autre par 100 μA. Nous savons aussi que celle qui est traversée par 100 μA est de 200 Ω, quelle est l'autre ?



La tension aux bornes des deux résistances est forcément la même, les deux résistances étant en parallèle, et nous pouvons la calculer au moyen de la résistance de 200 Ω :

$$U = I.R = 100.10^{-6}.200 = 20.10^{-3} \text{ V soit } 20 \text{ mV}$$

Nous pouvons maintenant calculer l'autre résistance, connaissant le courant qui la traverse et la tension à ses bornes :

$$R = U/I = 20.10^{-3}/499{,}9.10^{-3} = 40.10^{-3} \text{ soit } 40 \text{ m}\Omega$$

EXERCICES

E27.1 On dispose d'un galvanomètre de résistance interne 330 Ω, déviant à pleine échelle pour un courant de 1 mA. On désire mesurer une tension de 100 V à pleine échelle. Quelle résistance faut-il adjoindre au galvanomètre, et comment (série ou parallèle) ?

E27.2 On dispose d'un ampèremètre déviant à pleine échelle pour un courant de 100 mA, et sa résistance interne est de 1 Ω. Quelle résistance lui adjoindre pour mesurer une tension de 10 V, et comment (série ou parallèle) ?

E27.3 Peut-on utiliser l'ampèremètre du problème précédent pour mesurer un courant de 200 mA ? Si oui, quelle résistance lui adjoindre, et comment (série ou parallèle) ?

E27.4 Un voltmètre a une résistance interne de 333 Ω/V. Quelle est sa résistance interne sur la gamme des 100 V ?

Repenses aux exercices et aux problemes

Deuxieme partie. Radiotechnique

CHAPITRE 16

E16.1 B) Emetteur commun
E16.2 B) NPN
E16.3 C) Un condensateur entre émetteur et masse.
E16.4 A) +
E16.5 Ue = 1,1 V et Ub = 1,1 + 0,7 = 1,8 V
E16.6 B) -
E16.7 C) 3 V
E16.8 Ic = 4,88 mA ; Ib = 48,8 µA ; Ub = 4,7 V ;
Ucb = 3,3 V ; Rb = 67,65 kΩ soit réponse B
E16.9 A) Collecteur commun
E16.10 L'ensemble des tensions continues propres à son fonctionnement.
E16.11 160 mA
E16.12 Ic = URc/Rc = 4/1000 = 4 mA
Ue = Ie.Re = 0,004.270 = 1,08 V
Ub = Ue + 0,7 = 1,08 + 0,7 = 1,78 V
Ib = Ic/ β = 0,004/180 = 22,22 µA
IR1 = IR2 = Ib.10 = 222,2 µA
R2 = Ub/IR2 = 1,78/0,000222 = 8010 Ω
UR1 = Ualim - Ub = 9 - 1,78 = 7,22 V
R1 = UR1/IR1 = 7,22/0,000222 = 32,49 kΩ

CHAPITRE 17

E17.1 A)

E17.2 A) Penthode B) Triode C) Ce n'est pas un tube mais un transistor FET, canal N D) Diode

E17.3 a et d sont des condensateurs de liaison.
b et c sont des condensateurs de découplage.
E17.4 Une penthode
E17.5 D) Source follower = drain commun

CHAPITRE 18

E18.1 20 à 22
E18.2 BF
E18.3 B) Le taux de modulation (AM) est plus de 100 %.
E18.4 A) Le signal HF qui sert à 'porter' le signal de modulation.
E18.5 12 kHz
E18.6 1
E18.7 AM = 5 ; FM = 2 ; BLU = 10 ; CW = 300
E18.8 E) 99 %

CHAPITRE 24

E24.1 5 t
E24.2 34 cm
E24.3 3 dB
E24.4 1:1

CHAPITRE 25

E25.1 166,67 m ; 85,71 m ; 42,86 m ; 29,70 m ; 21,43 m
16,04 m ; 14,29 m ; 12,05 m ; 10,71 m ; 10 m
2,08 m ; 69,77 cm ; 3 cm ; 1,2 mm

E25.2 1,875 MHz ; 3,75 MHz ; 7,5 MHz ; 10 MHz ; 15 MHz
17,65 MHz ; 18,75 MHz ; 20 MHz ; 25 MHz ; 30 MHz
150 MHz ; 428,57 MHz

E25.3 A) Une disparition temporaire de la propagation.

E25.4 D) 1,8 MHz (très éventuellement 28 MHz)

E25.5 B) Par diffraction.

E25.6 A) Que son champ électrique est dirigé verticalement.

E25.7 C) C'est une variation du niveau de réception due à l'addition de signaux arrivant à l'antenne par des chemins différents.

CHAPITRE 26

E26.1 5,09 m, soit deux brins de 2,54 m

E26.2 49,5 cm

E26.3 160 W

E26.4 Omnidirectionnel

E26.5 Dipôle

E26.6 Une antenne non rayonnante servant à des réglages.

E26.7 On insère une bobine en son centre.

E26.8 Le réflecteur

E26.9 Une antenne Yagi

E26.10 Un courant élevé au point d'alimentation

CHAPITRE 27

E27.1 99 670 Ω ; en série.

E27.2 99 Ω ; en série.

E27.3 oui ; 1 Ω ; en parallèle.

E27.4 33 300 Ω